

**UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA
SEDE QUITO**

**CARRERA:
INGENIERÍA ELECTRÓNICA**

**Trabajo de titulación previo a la obtención del título de:
INGENIEROS ELECTRÓNICOS**

**TEMA:
DESARROLLO DE UN MÓDULO SVPWM CON UN CONTROLADOR EN
LAZO CERRADO PARA LA UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA**

**AUTORES:
FELIPE ALEJANDRO ANANGANÓ LEIME
MIGUEL ÁNGEL AGUILAR DELGADO**

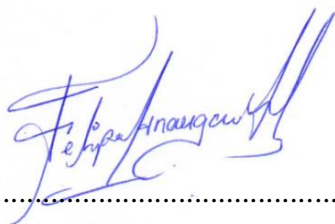
**TUTOR:
EDUARDO RODRIGO TORRES SANTOS**

Quito, febrero del 2019

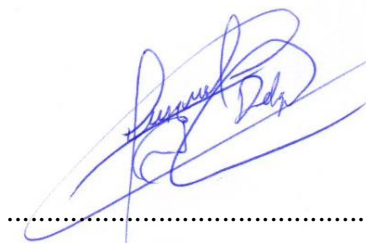
CESIÓN DE DERECHOS DE AUTOR

Nosotros, Felipe Alejandro Ananganó Leime con documento de identificación N°1721733507 y Miguel Ángel Aguilar Delgado, con documento de identificación N°1723123632, manifestamos nuestra voluntad y cedemos a la Universidad Politécnica Salesiana la titularidad sobre los derechos patrimoniales en virtud de que somos autores del trabajo de titulación intitulado: “DESARROLLO DE UN MÓDULO SVPWM CON UN CONTROLADOR EN LAZO CERRADO PARA LA UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA”, mismo que ha sido desarrollado para optar por el título de Ingenieros Electrónicos, en la Universidad Politécnica Salesiana, quedando la Universidad facultada para ejercer plenamente los derechos cedidos anteriormente.

En aplicación a lo determinado en la Ley de Propiedad Intelectual, en nuestra condición de autores nos reservamos los derechos morales de la obra antes citada. En concordancia, suscribimos este documento en el momento que hacemos entrega del trabajo final en formato impreso y digital a la Biblioteca de la Universidad Politécnica Salesiana.



.....
Felipe Alejandro Ananganó Leime
C.I. 1721733507



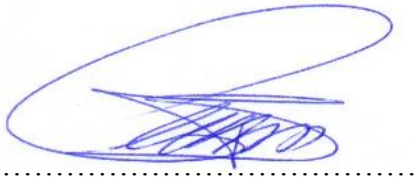
.....
Miguel Ángel Aguilar Delgado
C.I. 1723123632

Quito, febrero 2019.

DECLARATORIA DE COAUTORÍA DEL DOCENTE TUTOR

Yo declaro que bajo mi dirección y asesoría fue desarrollado el Trabajo de Titulación: “DESARROLLO DE UN MÓDULO SVPWM CON UN CONTROLADOR EN LAZO CERRADO PARA LA UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA”, realizado por Felipe Alejandro Ananganó Leime y Miguel Ángel Aguilar Delgado, obteniendo un producto que cumple con todos los requisitos estipulados por la Universidad Politécnica Salesiana para ser considerados como trabajo final de titulación.

Quito, febrero de 2019.



Eduardo Rodrigo Torres Santos

C.I: 1713654604

DEDICATORIA

Dedico este trabajo a mis amados padres Héctor y Oliva, los mejores padres que Dios me pudo dar, los pilares fundamentales de lo que fui, de lo que soy y de lo que en un futuro seré. Les dedico a ustedes este esfuerzo porque son mi vida... Les amo con todas las fuerzas de mi alma y mi corazón.

A mis hermanos, Iván y Ramiro a quienes admiro demasiado, son mi buen ejemplo a seguir, mi compañía y mi inspiración de ser mejor día a día.

A mis chiquitos Cami, Sebas y Nico, sepan que cuidaré y estaré para ustedes toda mi vida.

Felipe Ananganó

Este trabajo está dedicado a mis padres, Irma y Víctor, quienes me lo han dado todo y es por eso que ustedes merecen el crédito de parte de este proyecto... Esto y mucho más.

Miguel Aguilar

AGRADECIMIENTO

A mis padres, mi gratitud hacia ustedes solo puede ser superada con mi gratitud hacia Dios, por haberles dado la vida.

A mi hermana Arline, quien pone dificultades necesarias en mi vida, pues tú me conoces como nadie.

A mis amigos, quienes me inspiran a ser una mejor persona y un gran profesional.

Miguel Aguilar

Agradezco a Dios y a la Virgen por regalarme la salud y las bendiciones en mi vida.

A mis padres, que, con su apoyo incondicional, sus consejos, su paciencia y su amor me han brindado las fuerzas y todo lo necesario para convertirme en un hombre de bien y saber que la vida es de valientes y hay que afrontarla, hacer las cosas bien, lucharla y ganar.

A mis hermanos, que con sus enseñanzas y sus virtudes son una motivación constante para salir adelante ante cualquier obstáculo.

A mis sobrinos, que con su alegría iluminan mi vida quitando todos los momentos malos.

A mis buenos amigos, tantas experiencias vividas, por esos buenos y malos momentos que de una u otra manera estuvieron presentes con su apoyo, confianza y lealtad siendo una parte importante en mi vida universitaria.

Felipe Ananganó

Al Ingeniero Eduardo Torres, MSc., quien aceptó guiar nuestro proyecto.

A la Universidad Politécnica Salesiana y, sobre todo, a nuestros docentes, pues gracias a ellos, al igual que con sus conocimientos enriquecieron de experiencias nuestra vida.

Felipe & Miguel

ÍNDICE GENERAL

CESIÓN DE DERECHOS DE AUTOR.....	i
DECLARATORIA DE COAUTORÍA DEL DOCENTE TUTOR	ii
DEDICATORIA	iii
AGRADECIMIENTO	iv
ÍNDICE GENERAL	v
ÍNDICE DE FIGURAS.....	viii
ÍNDICE DE TABLAS	ix
RESUMEN.....	x
ABSTRACT.....	xi
INTRODUCCIÓN	xii
CAPÍTULO 1	1
ANTECEDENTES	1
1.1 Planteamiento del problema	1
1.2 Justificación.....	1
1.3 Objetivos	2
1.3.1 Objetivo general	2
1.3.2 Objetivos específicos	2
CAPÍTULO 2	3
MARCO TEÓRICO	3
2.1 Convertidor de corriente alterna a corriente directa (AC – DC)	3
2.1.1 Rectificador de onda completa con filtro.....	4
2.2 Sistemas de control.....	4
2.2.1 Sensor.....	5
2.2.2 Actuador.....	6
2.2.3 Controlador	6
2.3 Tipos de sistemas de control	8
2.3.1 Sistemas de control en lazo abierto	8
2.3.2 Sistemas de control en lazo cerrado.....	8
2.3.3 Controlador proporcional integral (PI)	10
2.3.4 Extracción de modelos dinámicos directamente de datos experimentales mediante MATLAB	12
2.4 Modulación de ancho de pulso del vector espacio (SVPWM).....	12
2.4.1 Transformadas de Clarke y Park	13

2.4.2	Representación del sistema trifásico en el plano vectorial	14
2.4.3	Inversores mediante fuente de voltaje (VSI).....	15
2.4.4	Estados de conmutación en inversores VSI con modulación SVPWM	16
2.4.5	Tiempos de conmutación	20
2.4.6	Secuencia de Conmutación	21
2.5	Interruptores de potencia.....	23
2.5.1	Transistor de potencia BJT (Transistor de unión bipolar)	23
2.5.2	Transistor de potencia MOSFET (Transistor de efecto de campo metal – óxido - semiconductor).....	24
2.5.3	Transistor de potencia IGBT (Transistor bipolar de puerta aislada)	24
2.6	Manejadores de compuerta.....	25
2.6.1	Manejador de compuerta para IGBT	25
2.6.2	Optoacopladores	25
2.6.3	Manejadores de compuerta con tierra flotante	26
2.7	Motor trifásico de inducción	26
CAPÍTULO 3		28
DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN		28
3.1	Diseño del circuito rectificador de onda completa bifásico	28
3.2	Diseño del controlador PI.....	30
3.3	Implementación del controlador en lazo cerrado	33
3.3.1	Configuración PIC18F4550	34
3.3.2	Selección del encoder	35
3.4	Modulador SVPWM	35
3.4.1	Configuración dsPIC30f3010.....	36
3.5	Diseño del circuito de excitación para puente trifásico (Drivers)	40
3.5.1	Circuito opto acoplador.....	40
3.5.2	Circuito de excitación	41
3.5.3	Circuito de protección para compuertas de puente IGBT	43
3.6	Diseño del circuito inversor trifásico	43
3.6.1	Circuito de protección para IGBTs red Snubber	44
CAPÍTULO 4		47
PRUEBAS Y RESULTADOS.....		47
4.1	Funcionamiento convertidor AC/DC.....	47
4.2	Funcionamiento modulación SVPWM	49
4.3	Comprobación tiempo muerto.....	50

4.4	Funcionamiento tarjeta de drivers	50
4.5	Funcionamiento de inversor trifásico	51
4.6	Funcionamiento controlador manual	53
4.7	Funcionamiento control automático	53
4.7.1	Asignación de velocidad de referencia	54
4.7.2	Perturbación del sistema por disminución de voltaje	57
4.7.3	Perturbación del sistema por carga variable.....	59
CAPÍTULO 5		61
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES		61
5.1	Conclusiones	61
5.2	Recomendaciones	63
Bibliografía		65
ANEXOS		

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1. Rectificador de media onda y onda completa.....	3
Figura 2.2. Señal de salida del rectificador de onda completa con filtro	4
Figura 2.3. Elementos físicos de un encoder incremental.....	6
Figura 2.4. Componentes internos de un microcontrolador	7
Figura 2.5. Señal de un sistema de segundo orden con los parámetros de diseño de control	9
Figura 2.6. Representación fasorial de la transformada de Clarke (α , β).....	13
Figura 2.7. Puente inversor trifásico VSI.....	16
Figura 2.8. Estados de conmutación del inversor trifásico	17
Figura 2.9. Voltajes en forma rectangular y polar	17
Figura 2.10. Hexágono regular, posición de los estados de conmutación	18
Figura 2.11. Plano complejo con vectores intermedios	19
Figura 2.12. Representación vectorial y generación de voltaje de referencia en el sector 1	19
Figura 2.13. Tipos de alineaciones con 2 vectores nulos	21
Figura 2.14. Alineación simétrica en el primer sector con duración de los tiempos	22
Figura 2.15. Secuencia de vectores usando 2 vectores nulos	22
Figura 2.16. Alineación simétrica completa para los 6 sectores	23
Figura 2.17. Circuito equivalente y símbolo del IGBT	24
Figura 2.18. Manejador de compuerta con tierra flotante.....	26
Figura 3.1 Diagrama de bloques del proyecto técnico.....	28
Figura 3.2. Conexión del rectificador de onda completa bifásico con un capacitor de filtrado	28
Figura 3.3. Diagrama de bloques de un sistema de control en lazo cerrado	30
Figura 3.4. Señal para determinación de la planta.....	31
Figura 3.5. Datos del controlador PI.....	32
Figura 3.6. Diagrama de flujo del controlador	34
Figura 3.7. Configuración de fusibles para el funcionamiento de la comunicación USB	35
Figura 3.8. Diagrama de flujo del algoritmo SVPWM.....	37

Figura 3.9. Actualización de ciclos útiles en modo complementario y alineado al centro	39
Figura 3.10. Circuito optoacoplador	41
Figura 3.11. Circuito Bootstrap	42
Figura 3.12. Circuito de protección para rama de IGBTs	43
Figura 3.13. Circuito Snubber	45
Figura 4.1. Valores de voltaje pruebas convertidor	47
Figura 4.2. Señal de rizado del convertidor AC/DC	48
Figura 4.3. Señal SVPWM en simulación	49
Figura 4.4. Señal con tiempo muerto SVPWM	50
Figura 4.5. Señales opuestas modulación SVPWM	51
Figura 4.6. Señales de salida del inversor R (amarillo) y S (celeste)	52
Figura 4.7. Señal resultante de la línea R conectado al motor trifásico	52
Figura 4.8. Curvas asignando diferentes setpoints de velocidad	55
Figura 4.9. Gráfica velocidad vs Tiempo con datos experimentales	56
Figura 4.10. Curva para determinación de M_p	57
Figura 4.11. Variación de voltaje DC	58
Figura 4.12. Respuesta del sistema a la variación de voltaje	58
Figura 4.13. Acople del motor trifásico con freno y su controlador	59
Figura 4.14. Datos obtenidos en prueba con carga variable	60

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 3.1 Características de los diodos para el rectificador	29
Tabla 3.2 Características de diodo SKN 71/12	30
Tabla 3.3 Características PIC18F4550	33
Tabla 3.4. Características dsPIC30F3010	36
Tabla 3.5. Características del CI. IR2110	41
Tabla 3.6. Características del diodo shotcley FR107.....	42
Tabla 3.7 Características críticas para IGBT's.....	44
Tabla 3.8 Características del IGBT IRG4PC50UD	44

RESUMEN

El estudio de los inversores trifásicos con modulaciones por ancho de pulso controlados en la Universidad Politécnica Salesiana se realiza de manera teórica y no se puede verificar el concepto de forma práctica, por lo cual el aprendizaje del estudiante no está completo.

Se desarrolló un módulo inversor trifásico que permite controlar la velocidad del motor de ½ HP del Laboratorio de Electrónica de Potencia, aplicando la modulación por ancho de pulso del vector espacio (SVPWM), con un controlador proporcional integral (PI) y una interfaz gráfica que permite la obtención, monitorización de datos y comprensión del sistema.

Se implementó un convertidor de onda completa de corriente alterna (AC) a corriente continua (DC), mediante diodos rectificadores de potencia y un banco de capacitores permitiendo la alimentación al inversor trifásico.

El algoritmo de la modulación SVPWM se programó en el microcontrolador dsPIC con su característica de control de velocidad de motores trifásicos (MC PWM). El algoritmo de control PI está incorporado en el microcontrolador PIC. Los dos controladores intercambian datos a través del protocolo de comunicación UART y el controlador PIC envía datos a la interfaz gráfica a través de comunicación USB 2.0

También, se desarrolló un inversor trifásico conformado por dispositivos semiconductores de potencia IGBTs, la modulación SVPWM determina su secuencia, tiempos de disparo y funcionamiento, con el fin de obtener a la salida tres líneas R, S y T con las características propias de un sistema trifásico de frecuencia variable.

En conjunto, el módulo SVPWM es un proyecto donde interviene electrónica de potencia y sistemas de control, el cual, permitirá a los estudiantes de la Universidad Politécnica Salesiana adquirir nuevos conocimientos prácticos sobre estos temas.

ABSTRACT

The study of three-phase inverters with controlled pulse width modulations at the Salesian Polytechnic University is carried out in a theoretical manner and the concept cannot be verified in a practical way, so the student's learning is not complete.

A three-phase inverter module was developed to control the motor speed of ½ HP of the Power Electronics Laboratory, applying the space vector pulse width modulation (SVPWM), with an integral proportional controller (PI) and a graphical interface that allows obtaining, monitoring data and understanding the system.

A full wave converter from alternating current (AC) to direct current (DC) was implemented by means of power rectifier diodes and a capacitor bank allowing the power supply to the three-phase inverter.

The SVPWM modulation algorithm was programmed into dsPIC microcontroller with three-phase motor speed control feature (MC PWM). The PI control algorithm is built into PIC microcontroller. The two controllers exchange data via UART communication protocol and the PIC controller sends data to the graphical interface through USB 2.0 communication.

The SVPWM modulation determines its sequence, trip times and operation in order to obtain three R, S and T lines at the output with the characteristics of a three-phase variable frequency system.

As a whole, the SVPWM module is a project involving power electronics and control systems, which will allow students of the Salesian Polytechnic University to acquire new practical knowledge on these subjects

INTRODUCCIÓN

En el siguiente proyecto de titulación se presenta el diseño e implementación de un módulo SVPWM para el control y monitoreo de la velocidad de un motor trifásico de ½ [HP] de la Universidad Politécnica Salesiana. Este proyecto tiene como finalidad reforzar los conocimientos prácticos a los estudiantes de la materia de circuitos eléctricos industriales y electrónica de potencia, facilitando la experimentación de la modulación SVPWM y el control en lazo cerrado para la velocidad de un motor trifásico, también aportar a investigaciones sobre inversores trifásicos y técnicas de modulación.

El módulo consta de un convertidor de voltaje de corriente alterna a corriente directa (AC/DC), un inversor trifásico por fuente de voltaje (Voltage Source Inverter) al cual será aplicada la modulación vectorial, un motor trifásico y un controlador en lazo cerrado para el control de la velocidad.

En el capítulo 1 se presenta los antecedentes, el problema a solucionar, los objetivos del mismo, y la metodología a usar en el transcurso del proyecto.

El capítulo 2 se enfoca en la teoría a conocer para el desarrollo del proyecto, conceptos tanto de los temas a aplicar como de los elementos o dispositivos implementados.

El capítulo 3 presenta el diseño e implementación del módulo SVPWM de principio a fin.

El capítulo 4 posee las pruebas y resultados obtenidos del módulo y el funcionamiento adecuado del controlador.

El capítulo 5 presenta conclusiones y recomendaciones del proyecto y en anexos se encuentra la práctica de laboratorio desarrollada.

CAPÍTULO 1

ANTECEDENTES

Este capítulo presenta todos los antecedentes para el desarrollo del proyecto técnico, el planteamiento del problema encontrado que permite justificar su elaboración y objetivos planteados.

1.1 Planteamiento del problema

Los motores de inducción son muy utilizados en los procesos industriales para suministrar potencia mecánica y, de esta manera, realizar tareas que requieren un gran esfuerzo. En estas máquinas se presenta dificultad en la implementación de técnicas de control lineales en lazo cerrado, puesto que la velocidad a la cual giran y la potencia que entregan dependen de la frecuencia de la señal de entrada y de la tensión de alimentación. (González, 2013)

El Laboratorio de Electrónica de Potencia de la Universidad Politécnica Salesiana no posee módulos inversores SVPWM y mucho menos sistemas de control para los inversores trifásicos, el estudio de los inversores trifásicos dentro de la materia de Circuitos Eléctricos Industriales se realiza de manera teórica y no se puede verificar el concepto de forma práctica, por lo cual el aprendizaje del estudiante no está completo.

1.2 Justificación

La finalidad de la modulación SVPWM aplicado a las máquinas asincrónicas es lograr un tipo de control lineal, independizando a la corriente que produce el flujo magnético, de la corriente que produce el par del motor, pudiendo así, incorporar un controlador lineal a una carga no lineal (motor) a través del inversor SVPWM. El motor trifásico es considerado carga y se busca controlar la velocidad mediante la variación de amplitud y frecuencia. (Vernavá, 2015)

Con el inversor SVPWM se tiene un control en lazo cerrado lineal haciendo que la respuesta del sistema sea estable a perturbaciones externas y a variaciones internas de

parámetros del sistema, logrando así precisión en el control. Con este método la acción de control es sencilla de entender porque todas las variables son magnitudes continuas en régimen permanente (cuando el sistema alcanza su estabilidad). (Donal Cifuentes, 2015)

Este módulo ayudará a ampliar el conocimiento de la técnica de modulación SVPWM tanto teórico como práctico y, además, tener un módulo donde se pueda realizar estudios experimentales. El controlador en lazo cerrado también permite la experimentación de la Teoría de Control.

1.3 Objetivos

1.3.1 Objetivo general

Desarrollar un sistema de control en lazo cerrado utilizando SVPWM para regular la velocidad de un motor trifásico.

1.3.2 Objetivos específicos

- Estudiar la técnica de modulación SVPWM para determinar sus variables y lógica de control.
- Diseñar un inversor trifásico de ½ HP para la implementación del algoritmo SVPWM.
- Diseñar un controlador en lazo cerrado para la regulación de velocidad de un motor trifásico.
- Implementar el módulo del inversor trifásico con SVPWM para el control de velocidad del motor trifásico de ½ HP del Laboratorio de Electrónica de Potencia de la Universidad Politécnica Salesiana.
- Elaborar un manual de prácticas para verificar el funcionamiento y características del controlador.

CAPÍTULO 2

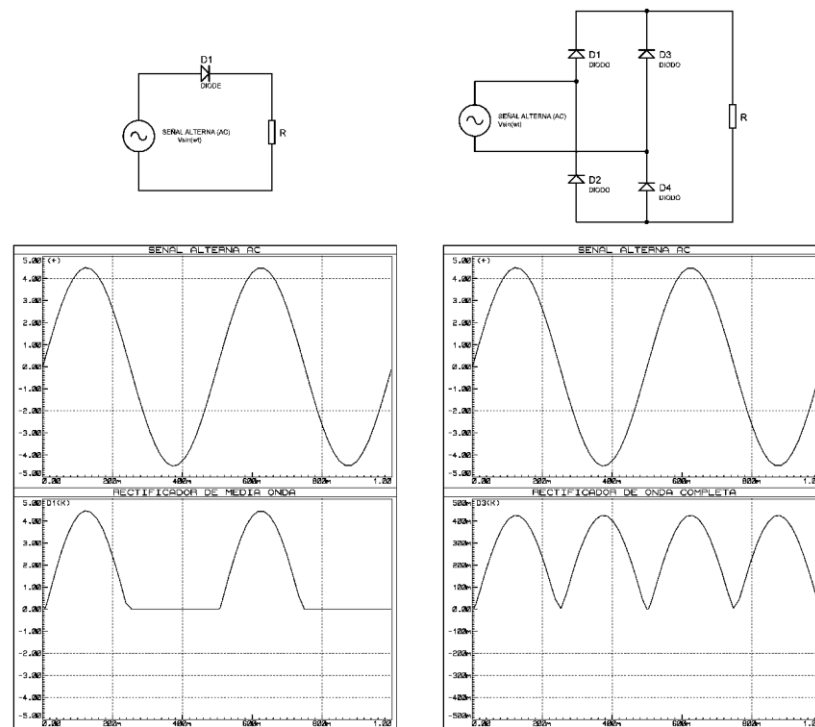
MARCO TEÓRICO

Se presenta a continuación la teoría que se necesita para el desarrollo del proyecto técnico.

2.1 Convertidor de corriente alterna a corriente directa (AC – DC)

El proceso que convierte una señal alterna (AC) a una señal continua (DC) es conocido como rectificación y esta puede ser de media onda u onda completa. En el primer caso (rectificación de media onda) solo la mitad de la señal de entrada se emplea a la salida, por lo tanto, solo la media onda AC (positiva o negativa) se convierte, mientras que en el segundo caso (rectificación de onda completa) se convierte la totalidad de la señal de entrada para obtener una señal de salida constante. (Pinto Genaro, 2015)

Figura 2.1. Rectificador de media onda y onda completa

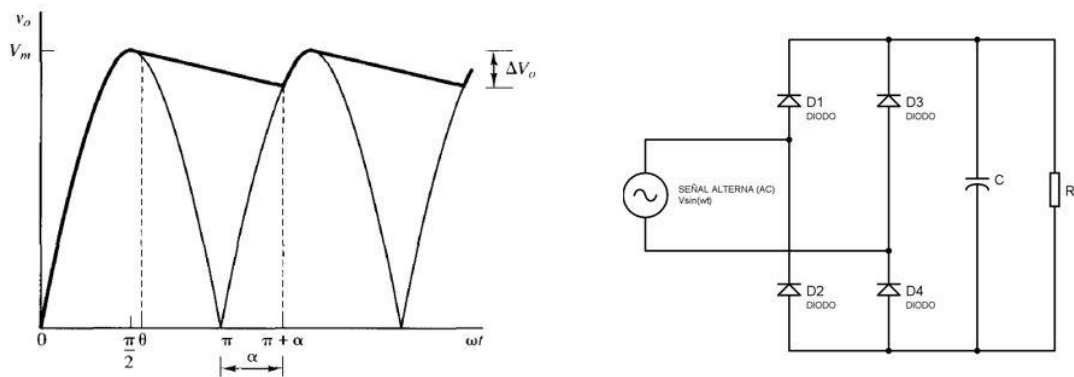


Elaborado por: Miguel Aguilar & Felipe Ananganó

2.1.1 Rectificador de onda completa con filtro

Al conectar un capacitor de gran valor de capacitancia en paralelo a la salida del rectificador de onda completa, se produce una señal de salida que es, esencialmente, continua ya que el capacitor reduce la variación de tensión de salida mediante su carga y descarga, ambos factores serán determinados por la polarización del diodo. Esto genera una señal del tipo sinusoidal durante la carga del capacitor y una señal exponencial decreciente en su descarga, como se muestra en la Figura 2.2. (Pinto Genaro, 2015)

Figura 2.2. Señal de salida del rectificador de onda completa con filtro



Fuente: (Hart, 2001)

Donde:

ΔV_o : Variación de tensión

V_m : Voltaje pico

θ : Ángulo en el cual se invierten la polaridad de los diodos (D1 – D4)

α : Ángulo en el que finaliza la descarga del capacitor

2.2 Sistemas de control

La tecnología de control, viene de la mano con la automatización de procesos o sistemas industriales, domésticos, entre otros. Juega un papel importante en el avance de la tecnología.

El control automático ha permitido que empresas mejoren su sistema de desarrollo evitando que exista trabajo manual en tareas repetitivas o peligrosas, logrando con esto tener una producción con más economía. (Peña, 2017)

Un sistema de control consta de diferentes elementos que actúan entre sí para llegar a un objetivo común, el cual es garantizar estabilidad del sistema y actuar de manera eficiente a perturbaciones de cualquier tipo. (Peña, 2017)

Un sistema de control está formado por diferentes tipos de variables, las cuales son:

- a. **Variable manipulada, de referencia o consigna:** Es una señal de entrada que permite ser modificada para que el sistema se comporte de la manera deseada.
- b. **Variable de control:** Es la señal de salida que tiene toda la información necesaria del comportamiento del sistema, debe ser medible.
- c. **Perturbaciones:** Es una señal de entrada que actúa negativamente al funcionamiento del sistema, puede ser interna, externa, medible o no medible.

La variable de control, normalmente, es la variable de salida de todo el sistema, quiere decir que el error del sistema es la resta entre la variable de control y la variable manipulada, con estos datos se corrige o limita la desviación del valor medido para obtener el funcionamiento adecuado y esperado del sistema de control. (Caiza, Saeteros, Pillajo, & Arévalo , 2018)

Los elementos básicos que forman el sistema de control son:

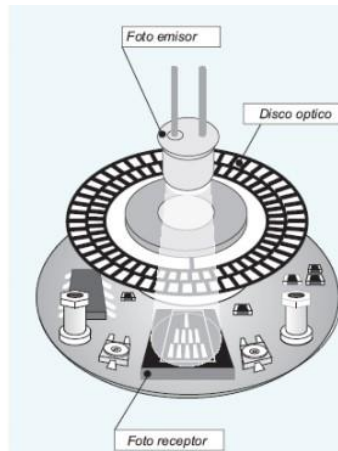
2.2.1 Sensor

Es el dispositivo que mediante la variación de una magnitud física o química cambia su valor en una magnitud eléctrica con la que se determina la realimentación del sistema.

2.2.1.1 Encoder

El encoder es un sensor rotativo que puede determinar, posición, ángulo de giro, sentido de giro, velocidad, distancias lineales, dependiendo los usos y aplicaciones que se los de. Los encoders ópticos utilizan una pieza mecánica en forma de disco con un cierto número de ranuras, un led ilumina el disco y actúa sobre uno o más foto detectores, es decir que mediante los números de pulsos recibidos por el encoder (resolución del encoder) se puede determinar la velocidad o la variable de control de un sistema. En la Figura 2.3 se encuentra los elementos físicos de un encoder incremental. (MCBtec, 2008)

Figura 2.3. Elementos físicos de un encoder incremental



Fuente: (Nuñez, 2007)

2.2.2 Actuador

Es el mecanismo o dispositivo capaz de realizar una acción hidráulica, neumática, eléctrica o mecánica con el objetivo de tener un efecto en el sistema, ejecuta la orden del controlador y modifica la salida o variable de control.

2.2.3 Controlador

Con los valores de entrada y realimentación determina cual es la acción a realizar en base a la variable manipulada. La diferencia entre sistemas de control comunes (analógicos) es que para cambiar el funcionamiento es necesario cambiar el circuito o elementos, es por ello que se utiliza sistemas de control discretos (digitales) los cuales son capaces de funcionar mediante un programa y se controlan por un ordenador, son tarjetas que

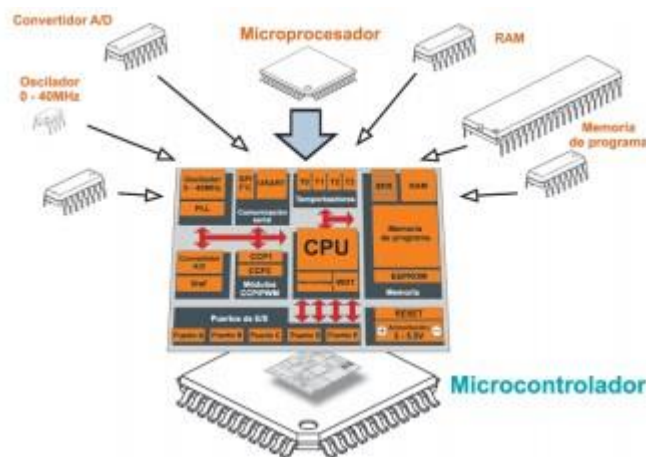
contienen memorias, entradas, salidas, entre otras características. (Torres Santos & Bucheli Naranjo, 2017)

2.2.3.1 *Microcontrolador*

Un microcontrolador es un pequeño computador en un circuito integrado, en su interior contiene un procesador, memoria de programa y de datos, módulos y puertos de entrada y salida, pueden ser programados con facilidad y flexibilidad. (Torres Santos & Bucheli Naranjo, 2017)

Los microcontroladores más usados por su arquitectura de la familia Microchip son los PIC's y dsPIC's, se presenta en la Figura 2.4 todos los componentes que integran un microcontrolador. (Tapia Hidalgo & Quishpe Cusi, 2018)

Figura 2.4. Componentes internos de un microcontrolador



Fuente: (Tapia Hidalgo & Quishpe Cusi, 2018)

2.2.3.2 *Microcontrolador PIC (Peripheral Interface Controller)*

El PIC o controlador de interfaz periférico es una familia de microcontroladores fabricados por la empresa Microchip Technology Inc. El PIC puede variar desde 35 instrucciones para los denominados gama baja y 70 instrucciones para los de gama alta, existen compiladores, simuladores y programadores para su funcionamiento, un software de los más actuales y completos es mikroC, que es un ambiente de desarrollo con bibliotecas, herramientas para los módulos y editor de texto, lo cual facilita la

programación. Los PIC18FXX son denominados de alto nivel por lo que tienen módulos de comunicación y protocolos avanzados como USB, Ethernet, varios tipo de comunicación Serial, entre otras características. (MikroElektronika, 2018)

2.2.3.3 Controlador digital de señales DSPIC

La empresa Microchip Technology tiene el primer lugar en microcontroladores de 8 bits, pero se ven en la necesidad de fabricar nuevos dispositivos con funciones para innovar en las tendencias del mercado como control de motores, mejoras de imagen, sonido, conectividad, etc. DSPIC es un nombre genérico que se refiere a los controladores digitales de señales (DSC), son el penúltimo lanzamiento de la empresa Microchip con bus de datos de 16bits, incluyen todas las características de los anteriores PIC's y adicionan el procesamiento digital de señales (DSP). (Pavón Castillo & Cruz Arguello, 2010)

2.3 Tipos de sistemas de control

Se presenta a continuación la clasificación de los sistemas de control:

2.3.1 Sistemas de control en lazo abierto

El sistema en lazo abierto se caracteriza por no tener ninguna realimentación, a su vez son sencillos y solo la señal de entrada actúa en el proceso. La estabilidad, la mayoría de veces trabaja con aproximados, pero no puede compensar completamente todas las perturbaciones. (García, 2017)

2.3.2 Sistemas de control en lazo cerrado

Son los sistemas que tienen realimentación y la acción de control necesariamente se encuentra en función de la señal de salida. Las perturbaciones sean internas o externas deben ser compensadas, por lo cual son más complejos respecto al control en lazo abierto. (García, 2017)

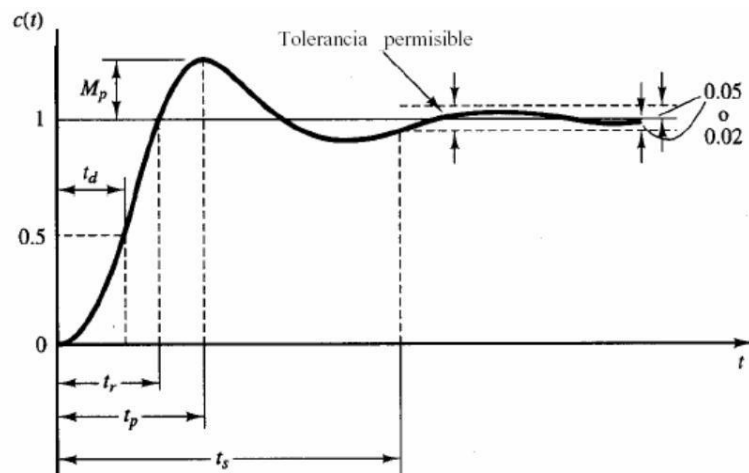
Cuando se tiene este tipo de sistemas de control se necesitan varias características de todo el sistema. Para que el controlador sepa tomar decisiones en las acciones de control, una

etapa importante para el diseño de sistemas es encontrar el modelo matemático de la planta o proceso y esto va a depender si el controlador es analógico o digital. (Caiza, Saeteros, Pillajo, & Arévalo , 2018)

El controlador es analógico cuando está implementado mediante circuitos y elementos electrónicos como amplificadores, capacitores, resistencias o filtros y es digital cuando se encuentra implementado en cualquier tipo de microcontroladores. (García, 2017)

Los controladores que son más comunes en la industria y control de procesos son los típicos encendido y apagado (ON/OFF) y los controladores proporcional integral derivativo (PID) que son suficientes para resolver problemas de control en aplicaciones en la industria, aún más específicamente del tipo proporcional integral (PI) por la simplicidad de los algoritmos. (Caiza, Saeteros, Pillajo, & Arévalo , 2018) Antes de entrar a teoría de controladores PI se presenta en la Figura 2.5 conceptos de los parámetros de diseño necesarios:

Figura 2.5. Señal de un sistema de segundo orden con los parámetros de diseño de control



Fuente: (Caiza, Saeteros, Pillajo, & Arévalo , 2018)

Donde:

- **Máximo sobre pico (M_p):** es el valor del pico máximo a partir de la unidad, su cantidad en porcentaje indica la estabilidad relativa del sistema de control.
- **Tiempo de retardo (t_d):** es el tiempo que requiere el sistema para alcanzar la mitad del valor final.
- **Tiempo de elevación (t_r):** es el tiempo para que la respuesta del sistema pase por primera vez el 100% del valor final.
- **Tiempo de asentamiento (t_s):** tiempo necesario para que el sistema alcance su valor de referencia o valor final, puede tener una tolerancia permitida de 0.5% a 2%, dependiendo del usuario. (Caiza, Saeteros, Pillajo, & Arévalo , 2018)

2.3.3 Controlador proporcional integral (PI)

Es un control en lazo cerrado que posee realimentación, el algoritmo de este tipo de controlador tiene 2 parámetros: proporcional e integral, los cuales permiten y aseguran que el sistema siempre se estabilice, que el error entre la salida del proceso y la señal de referencia sea cero o aproximado y que el sistema pueda compensar, ajustar o aplicar acciones correctivas al proceso. (Caiza, Saeteros, Pillajo, & Arévalo , 2018)

Los controladores PI son los más utilizados en aplicaciones industriales, aproximadamente ocupan un 90% en usos de sistemas en lazo cerrado, son particularmente comunes y su algoritmo resulta sencillo, que es la búsqueda del usuario. (Caiza, Saeteros, Pillajo, & Arévalo , 2018)

Se presenta a continuación la ecuación general de un controlador PI en el dominio de tiempo o de forma análoga: (Caiza, Saeteros, Pillajo, & Arévalo , 2018)

$$u(t) = kp \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \right] \quad \text{Ec. (2.1)}$$

Donde:

kp : Constante proporcional

T_i : Tiempo de acción integral

$u(t)$: Salida del controlador

$e(t)$: Error

Tener en cuenta que para implementar un controlador PI en un microcontrolador se necesita discretizar la fórmula general del controlador en el dominio del tiempo, a continuación, se presenta la ecuación en diferencias de un control PI discretizado o de forma digital después de aplicar la transformada Z: (Caiza, Saeteros, Pillajo, & Arévalo , 2018)

$$u[n] = u[n - 1] + k_p (A + 1) e[n] + k_p (A - 1) e[n - 1] \quad \text{Ec. (2.2)}$$

$$A = \frac{T}{2 T_i} \quad \text{Ec. (2.3)}$$

Donde:

$u[n]$: Valor de salida del controlador en ese instante

$u[n - 1]$: Valor de salida del controlador un instante antes

k_p : Constante proporcional

A : Constante de transformación

$e[n]$: Error al instante

$e[n - 1]$: Error un instante antes

T : Tiempo que se demora en tomar n muestras, tiempo de muestreo

T_i : Tiempo de integración

El modelo matemático de la planta en forma discreta se debe realizar mediante la transformada Z, mantenedor de orden cero (ZOH), cálculos de polos o ceros o transformada bilineal. (Caiza, Saeteros, Pillajo, & Arévalo , 2018)

Para mayor facilidad, el software Matlab es una gran ayuda en este tipo de diseños, brinda economía y aumenta las prestaciones en diseño y simulación del comportamiento del sistema. (MathWorks, 2015)

2.3.4 Extracción de modelos dinámicos directamente de datos experimentales mediante MATLAB

Cuando se habla de diseño de controladores, es necesario tener un modelo matemático del sistema a controlar, se puede extraer modelos dinámicos directamente de datos tomados de manera experimental, datos tanto de entrada como de salida. (Osorio, 2015)

Matlab tiene una Aplicación muy importante llamada “PID Tunner”, la misma que encuentra el modelo dinámico ingresando datos experimentales y entrega una función de transferencia según lo seleccionado con diferentes tipos de entradas, retardos, número de polos y ceros, etc. También, calcula automáticamente un diseño inicial de controlador teniendo opciones de ser proporcional, integral o derivativo y sus combinaciones. Además, permite interactuar con la aplicación ajustando el tiempo de respuesta y calcula las nuevas ganancias del controlador deseado según los parámetros de diseño. (MathWorks, 2015)

2.4 Modulación de ancho de pulso del vector espacio (SVPWM)

Sus siglas en inglés son Space Vector Pulse Wide Modulation que en español significa Modulación de Ancho de Pulso del Vector Espacio, normalmente es llamado modulación vectorial por ancho de pulso para inversores trifásicos. Una de las principales características es que todo el sistema trifásico es representado por un solo vector. La técnica SVPWM refiere que mediante tiempos y un orden determinado se selecciona los estados de conmutación de los interruptores del inversor en cada período existente. (Barba Naranjo & Ron Sánchez, 2012)

Son varias aplicaciones en las cuales la modulación SVPWM presenta ventajas, por ejemplo, en control de motores trifásicos se puede descomponer las variables del motor para tener un control independiente de velocidad y torque. También para generación de energía eléctrica a través de dispositivos que entreguen voltaje directo DC, o cualquier aplicación en controladores digitales porque su implementación se convierte más simple que cualquier otra modulación PWM. El sistema trifásico del SVPWM, necesariamente,

tiene una representación vectorial donde utiliza las transformadas de Clarke y Park para su funcionamiento. (Reyes Pérez & Moya Velasco, 2018)

2.4.1 Transformadas de Clarke y Park

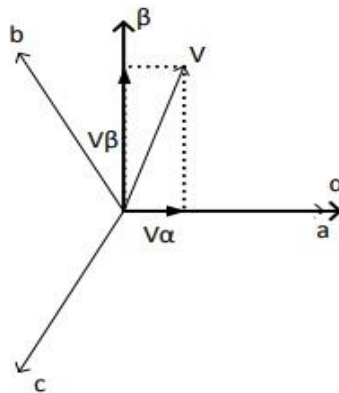
La transformada de Clarke permite pasar de un sistema trifásico a un sistema de referencia orto normal giratorio o sistema bifásico variante en el tiempo, es decir, de un sistema con coordenadas (x, y, z) a un sistema (α , β). (Chakraborty & Bhattachaya, 2016)

La matriz característica de Clarke se define como:

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad \text{Ec. (2.4)}$$

En la Figura 2.6, se puede observar la transformada de Clarke de un plano trifásico con coordenadas (a, b, c), asumiendo que el eje “a” se encuentra en la misma dirección que el eje “ α ” en su diagrama fasorial: (Chakraborty & Bhattachaya, 2016)

Figura 2.6. Representación fasorial de la transformada de Clarke (α , β)



Fuente: (Chakraborty & Bhattachaya, 2016)

La transformada de Park en cambio mediante el sistema ortogonal de dos fases que entrega la transformada de Clarke (α , β) modifica al marco de referencia rotacional (d, q). (Chakraborty & Bhattachaya, 2016)

Es necesario saber el ángulo en donde se encuentra el vector espacial, en este caso será asignado por θ , si se conoce la correcta posición, las componentes de Park “d” y “q” se convierten en constantes, teniendo un eje de dos coordenadas complejo sin depender del tiempo. La transformada de Park se representa en la ecuación 2.5. (Chakraborty & Bhattachaya, 2016)

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad \text{Ec. (2.5)}$$

2.4.2 Representación del sistema trifásico en el plano vectorial

La representación vectorial de SVPWM es cuando el sistema trifásico de tensiones dependiente del tiempo se puede trabajar de forma bifásica y con ello se puede expresar la ecuación 2.6. (Iqbal, Lamine, & Ashraf, 2014)

$$V_R(t) + V_S(t) + V_T(t) = 0 \quad \text{Ec. (2.6)}$$

La ecuación 2.7 se aplica cuando uno de los ejes tridimensional se proyecta con la misma dirección en un eje bidimensional y existe una separación de 120° entre cada eje. (Iqbal, Lamine, & Ashraf, 2014).

$$\vec{V}(t) = V_{pp} * e^{j\omega t} \quad \text{Ec. (2.7)}$$

El vector de control $\vec{V}(t)$ representa las tres señales de fase de un inversor trifásico, el vector gira a una velocidad ω constante y con magnitud V_{pp} . (Camargo Casallas, Garzón González, & Pérez Pereira, 2010)

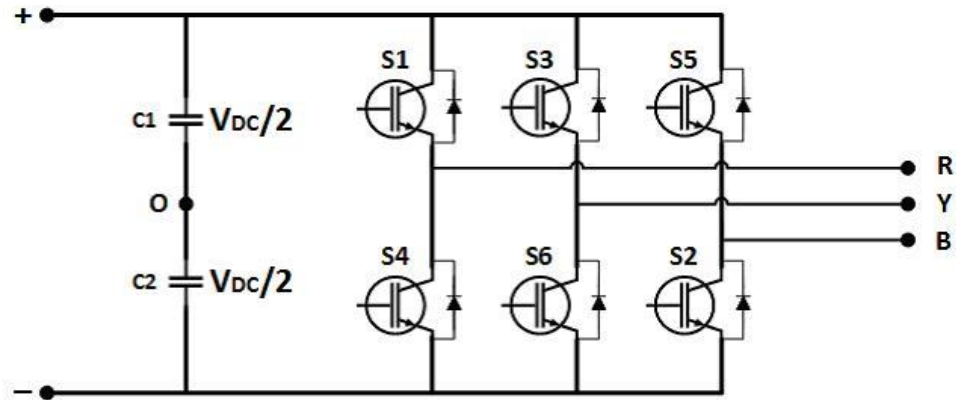
2.4.3 Inversores mediante fuente de voltaje (VSI)

La función de un inversor trifásico es mediante un voltaje y frecuencia constante, generar frecuencia y voltaje variable trifásico, para cualquier tipo de carga. Un inversor VSI se utiliza mayormente para control de motores trifásicos porque mediante la variación de la tensión de salida y frecuencia se puede adaptar al funcionamiento deseado del motor; además, existen los inversores por fuente de corriente, pero se utilizan para aplicaciones de gran potencia. (Barba Naranjo & Ron Sánchez, 2012)

Las técnicas de modulación son las que tienen el control sobre estos inversores, dependiendo de la aplicación se escoge el tipo de técnica, comúnmente las que tienen más eficiencia son del tipo PWM y aproximadamente con un 15 % más uso de tensión DC con respecto a las demás técnicas PWM es la técnica SVPWM que disminuye las pérdidas de conmutación de los interruptores, técnicamente hablando de dispositivos semiconductores de potencia, los cuales son los transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT) por sus características que se detalla más adelante, de igual manera SVPWM reduce el valor de armónicos en la red y es una herramienta poderosa en el tema de convertidores de corriente continua a alterna. (KritiAgrawal, Gandhi1, Shah, & Gojiya, 2016)

El inversor VSI está formado de 6 IGBTs, el voltaje de cada fase forma un par de dispositivos de conmutación con amplitud y frecuencia variable. El voltaje de entrada es de corriente directa o constante (DC) que según los IGBTs que se usen puede ser mayor de 600 [VDC]. En la Figura 2.7 se observa la topología básica de un inversor VSI. (Barba Naranjo & Ron Sánchez, 2012)

Figura 2.7. Puente inversor trifásico VSI



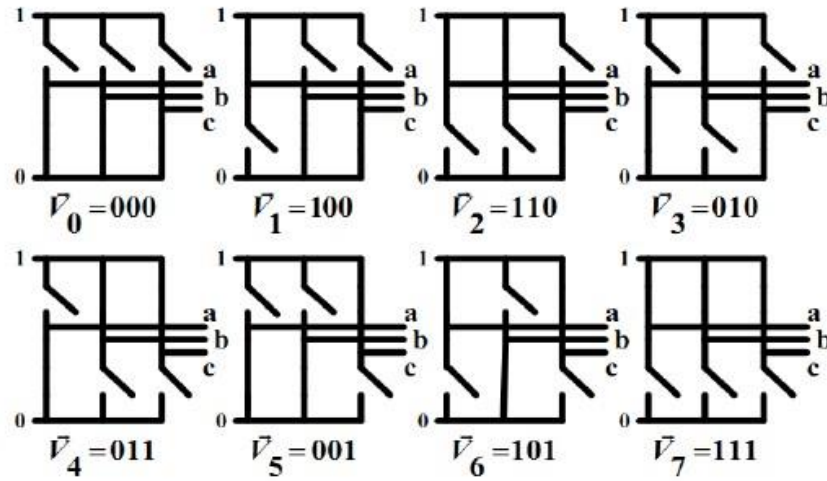
Fuente: (KritiAgrawal, Gandhi1, Shah, & Gojiya, 2016)

2.4.4 Estados de conmutación en inversores VSI con modulación SVPWM

En la Figura 2.7, se observa que el inversor trifásico tiene 6 dispositivos de conmutación que van a ser llamados interruptores, la fuente de alimentación es de corriente continua, los interruptores asignados S1, S2, S3, S4, S5, S6 del inversor trifásico nunca pueden estar ambos de la misma rama cerrados, en estado ON o 1 lógico porque se produce un cortocircuito en el inversor; es decir, mientras $S1 = 1$ obligatoriamente $S4 = 0$, y así con los dos pares restantes siendo su complemento inverso. (Jiménez García & Valenzuela Murillo, 2017)

Los estados de conmutación se determinan solo con los interruptores superiores, en este caso son S1, S3 y S5, se tiene 8 diferentes estados con una lógica de conmutación que generan las señales trifásicas sinusoidales. Se presentan en la Figura 2.8. (Jiménez García & Valenzuela Murillo, 2017)

Figura 2.8. Estados de conmutación del inversor trifásico



Fuente: (Gil Candelario, 2014)

Los vectores \vec{V}_0 y \vec{V}_7 son llamados vectores nulos o vectores cero. Esto ocurre cuando los 3 interruptores superiores se encuentran cerrados o abiertos y no existe tensión, por el contrario los demás vectores son llamados vectores activos y con la transformada de Clarke, aplicando la ecuación 2.5, se presenta la Figura 2.9 que corresponde a los valores de tensión en cada estado.

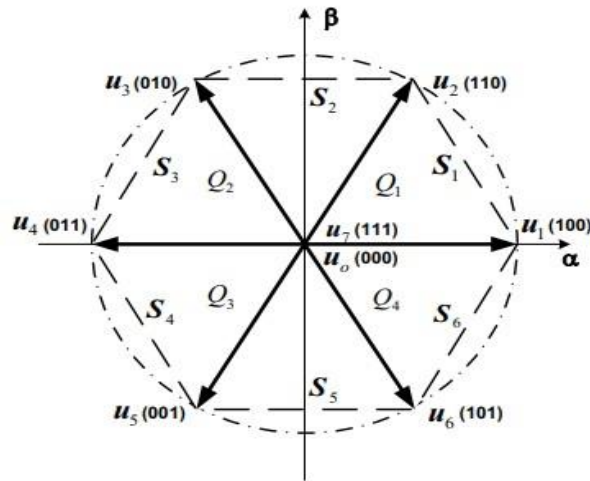
Figura 2.9. Voltajes en forma rectangular y polar

Paso	V_a	V_b	V_c	V_α	V_β	$ V $	$\angle V$
1	$1/3 V_{CD}$	$-2/3 V_{CD}$	$1/3 V_{CD}$	$1/3 V_{CD}$	$-1/\sqrt{3} V_{CD}$	$2/3 V_{CD}$	300°
2	$2/3 V_{CD}$	$-1/3 V_{CD}$	$-1/3 V_{CD}$	$2/3 V_{CD}$	0	$2/3 V_{CD}$	0°
3	$1/3 V_{CD}$	$1/3 V_{CD}$	$-2/3 V_{CD}$	$1/3 V_{CD}$	$1/\sqrt{3} V_{CD}$	$2/3 V_{CD}$	60°
4	$-1/3 V_{CD}$	$2/3 V_{CD}$	$-1/3 V_{CD}$	$-1/3 V_{CD}$	$1/\sqrt{3} V_{CD}$	$2/3 V_{CD}$	120°
5	$-2/3 V_{CD}$	$1/3 V_{CD}$	$1/3 V_{CD}$	$-2/3 V_{CD}$	0	$2/3 V_{CD}$	180°
6	$-1/3 V_{CD}$	$-1/3 V_{CD}$	$2/3 V_{CD}$	$-1/3 V_{CD}$	$-1/\sqrt{3} V_{CD}$	$2/3 V_{CD}$	240°

Fuente: (Jiménez García & Valenzuela Murillo, 2017)

Con los valores de tensión, magnitud del vector y ángulo de cada uno, se representa un diagrama vectorial que forma un hexágono regular donde cada vector está desfasado 60° y las regiones que forman dos vectores se llaman sectores.

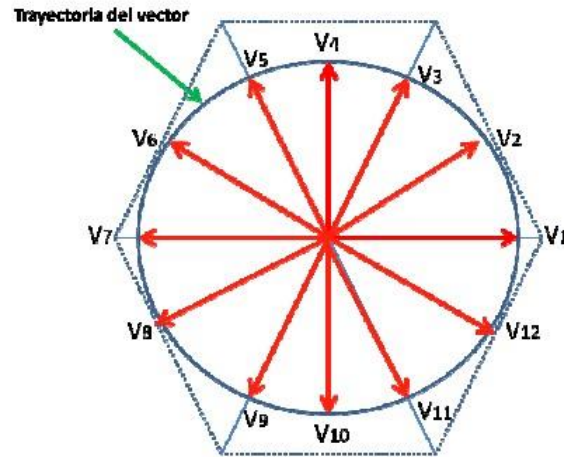
Figura 2.10. Hexágono regular, posición de los estados de conmutación



Fuente: (Barba Naranjo & Ron Sánchez, 2012)

En la Figura 2.10, los sectores están representados como $S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6$, los cuadrantes como Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 , los vectores activos representan cada arista y los 2 vectores nulos se encuentran en el centro del plano ya que no poseen valor de módulo. Estos vectores también son llamados vectores directores, son los únicos que puede generar el inversor trifásico de 6 interruptores por lo tanto son fijos en el plano complejo, mientras más vectores existe en el plano más sinusoidal es la señal de salida y directamente produce menos armónicos, para ello existe un vector de referencia, el cual gira por todo el plano complejo saltando de un vector director a otro, se presenta a continuación en la Figura 2.11 un plano con los 6 vectores directores y 6 vectores intermedios, uno en cada sector. (Gil Candelario, 2014)

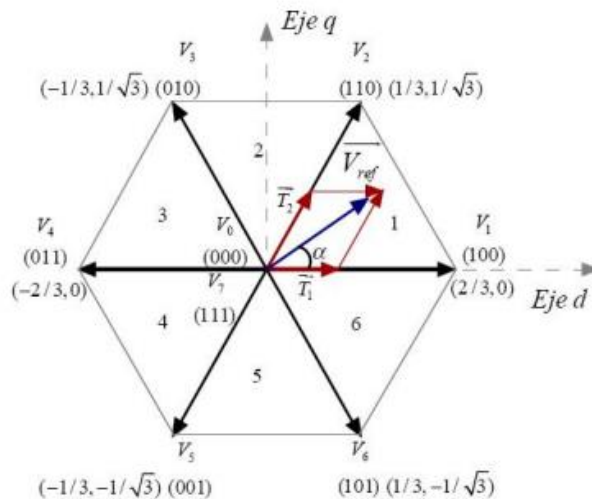
Figura 2.11. Plano complejo con vectores intermedios



Fuente: (Gil Candelario, 2014)

El vector de referencia es el que gira por todo el plano presentado anteriormente, conmuta entre los dos vectores directores según el sector en el que se encuentre y uno o los dos vectores nulos, esto quiere decir que se debe conocer los tiempos de conmutación de cada vector y la secuencia determinada, para ello se aplica la transformada de Park y ubicación en el espacio de Park (d, q) como se muestra en la Figura 2.12, es necesario fijar el número de vectores intermedios, y conocer el ángulo en cada sector para ubicarlos de forma simétrica. (Londoño Noreña, 2008)

Figura 2.12. Representación vectorial y generación de voltaje de referencia en el sector 1



Fuente: (Londoño Noreña, 2008)

2.4.5 Tiempos de conmutación

El vector de referencia \vec{V}_{ref} puede ser representado en el plano complejo pero solo con sus vectores directores más cercanos. Según esta representación, las ecuaciones para determinar los tiempos de activación de cada vector son: (Iqbal, Lamine, & Ashraf, 2014)

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} V_{ref} T_s}{V_{cc}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \quad \text{Ec. (2.8)}$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3} T_s V_{ref}}{V_{cc}} \sin \alpha \quad \text{Ec. (2.9)}$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad \text{Ec. (2.10)}$$

$$T_s = \frac{1}{6 * f} \quad \text{Ec. (2.11)}$$

Donde:

T_s : Periodo en cada sector

f : Frecuencia de la señal sinusoidal del sistema, divide para 6 porque son 6 sectores

$|\vec{V}_{ref}| = V_{ref}$: Módulo del vector de referencia

α : Ángulo entre el vector de referencia y el vector director \vec{V}_1 sus valores esta entre 0° y 60°

$\frac{\pi}{3}$: Ángulo entre los dos vectores directores, es igual a 60°

T_1 : Tiempo de aplicación del vector director \vec{V}_1

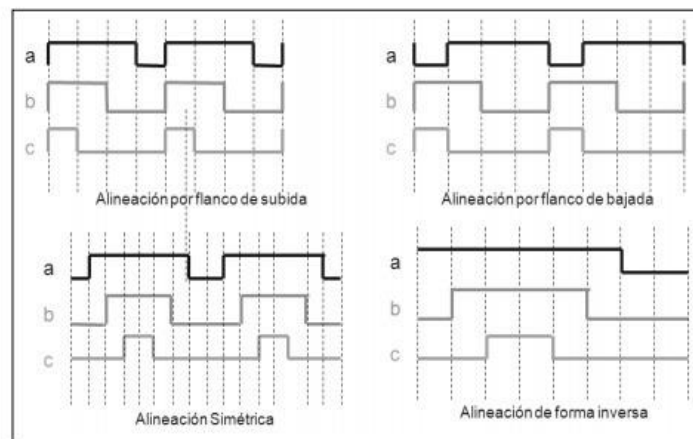
T_2 : Tiempo de aplicación del vector director \vec{V}_2

T_0 : Tiempo de aplicación del vector nulo \vec{V}_0 o \vec{V}_7

2.4.6 Secuencia de Conmutación

En la distribución de los ciclos de trabajo depende mucho el tiempo de activación de los vectores nulos, en el hecho de que se pueden aplicar los dos vectores o uno solo, el uso de dos vectores nulos minimiza el contenido de armónicos en la señal pero las pérdidas de conmutación aumenta, mientras que con un solo vector minimiza las pérdidas de conmutación pero los armónicos aumentan, se llega a una controversia y se debe escoger el tipo de secuencia según la aplicación asignada del inversor, comúnmente, cuando se trata de transformación de bloques de grandes potencias es recomendable el uso de un solo vector nulo para conmutar. Se tiene 4 diferentes tipos, que se puede observar en la Figura 2.13. (Barba Naranjo & Ron Sánchez, 2012)

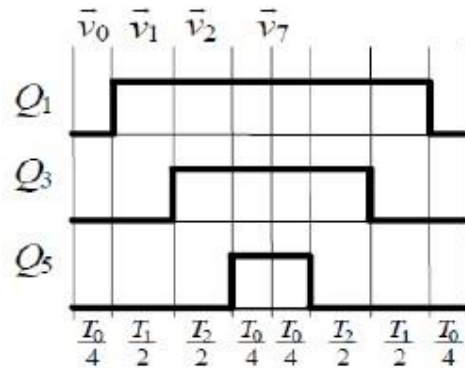
Figura 2.13. Tipos de alineaciones con 2 vectores nulos



Fuente: (Camargo Casallas, Garzón González, & Pérez Pereira, 2010)

La diferencia de todas las alineaciones de la Figura 2.13 es la simetría que presentan; sin embargo, para obtener una frecuencia de conmutación fija y una reducción en los armónicos, el inversor debería cambiar su estado una sola vez por sector, la alineación simétrica que se presenta a continuación es la que cumple con los requisitos en la señal de salida y presenta mejor simetría con respecto a las otras alineaciones en la forma de onda de modulación. (Gil Candelario, 2014)

Figura 2.14. Alineación simétrica en el primer sector con duración de los tiempos



Fuente: (Hidalgo Salinas, 2011)

La Figura 2.14, presenta la forma de onda de los disparos de los dispositivos de conmutación cuando el vector de referencia se encuentra en el sector 1. Cuando el vector pasa al siguiente sector se debe seguir una secuencia determinada que cambia los vectores directores para el uso de dos vectores nulos con modulación simétrica, la cual se presenta en la Figura 2.15. (Londoño Noreña, 2008)

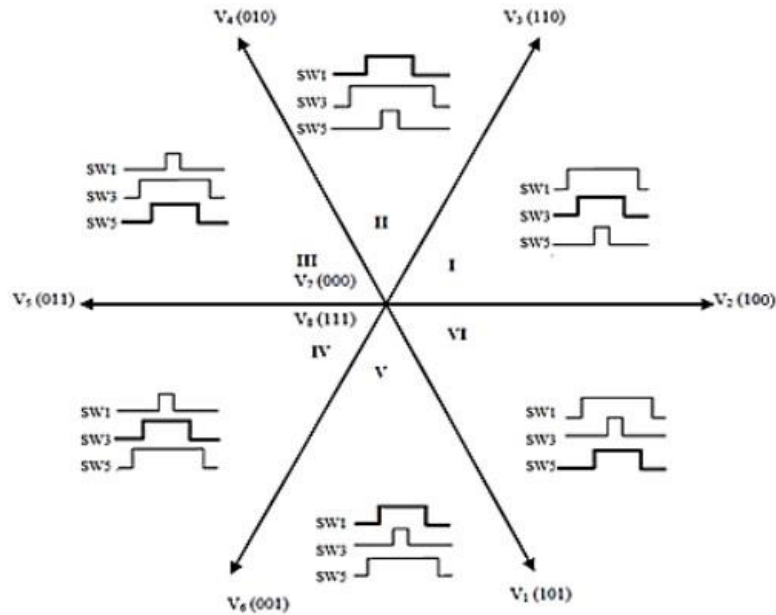
Figura 2.15. Secuencia de vectores usando 2 vectores nulos

SECUENCIA DE VECTORES EN CADA ZONA	
ZONA	SECUENCIA
1	V0-V1-V2-V7-V2-V1-V0
2	V0-V3-V2-V7-V2-V3-V0
3	V0-V3-V4-V7-V4-V3-V0
4	V0-V5-V4-V7-V4-V5-V0
5	V0-V5-V6-V7-V6-V5-V0
6	V0-V1-V6-V7-V6-V1-V0

Fuente: (Londoño Noreña, 2008)

Con ello las formas de las señales de salida en cada sector serían:

Figura 2.16. Alineación simétrica completa para los 6 sectores



Fuente: (Jiménez García & Valenzuela Murillo, 2017)

2.5 Interruptores de potencia

Existen varios tipos de dispositivos semiconductores de potencia que pueden encenderse y apagarse mediante señales de control, denominados interruptores controlables.

El dispositivo semiconductor de potencia disipa energía, por lo que un interruptor controlable debe presentar características que atenúen la pérdida de energía en el dispositivo, como la capacidad para bloquear la tensión directa e inversa con pequeñas pérdidas de corrientes de fuga en tiempos cortos de conexión y desconexión. (Bhattacharya, 2016)

2.5.1 Transistor de potencia BJT (Transistor de unión bipolar)

Los BJT o transistores de unión bipolar, son dispositivos controlados por corriente, a los cuales se les tiene que suministrar corriente de base de forma permanente para que se encuentren en estado activo. La ganancia de corriente en un dispositivo BJT de alta potencia normalmente es de solo 5 - 10, haciendo necesaria una corriente de base elevada

por lo que estos dispositivos suelen conectarse en configuración tipo cascada. (Bhattacharya, 2016)

2.5.2 Transistor de potencia MOSFET (Transistor de efecto de campo metal – óxido - semiconductor)

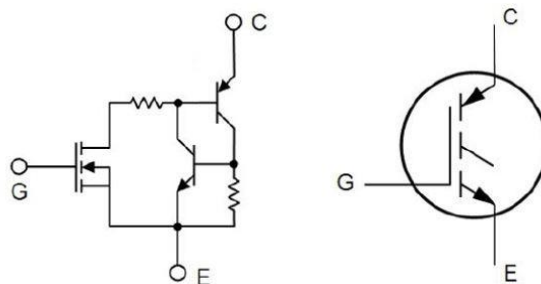
El transistor de efecto de campo MOS es un dispositivo controlado por tensión que requieren la aplicación continua de tensión “*gate-source*” con magnitud correspondiente a fin de estar en el estado activo, y los únicos instantes en los que existe flujo de corriente de “*gate*” es en la transición encendido - apagado, o viceversa, debido a la carga y descarga de la capacitancia interna. Posee tiempos de conmutación muy cortos y se encuentran en el rango de unas cuantas decenas de nanosegundos (ns) o cientos de nanosegundos, dependiendo del tipo del dispositivo. (Bhattacharya, 2016)

2.5.3 Transistor de potencia IGBT (Transistor bipolar de puerta aislada)

El IGBT es un dispositivo semiconductor de potencia, que combina las características de disparo de un MOSFET y las de potencia de un BJT, su circuito equivalente se muestra en la Figura 2.17.

Este dispositivo posee una compuerta de tipo MOSFET la cual posee una alta impedancia de entrada y se dispara por medio de voltaje, además, tienen pocas pérdidas por conducción en estado activo como los BJT, y son mucho más rápidos que estos, pero menos que los MOSFET. (Bhattacharya, 2016)

Figura 2.17. Circuito equivalente y símbolo del IGBT



Fuente: (Galarza & Quizhpi, 2014)

2.6 Manejadores de compuerta

Los manejadores de compuerta o drivers, son circuitos electrónicos que permiten conmutar o pasar de un estado activo a un estado inactivo (y viceversa) a un dispositivo semiconductor de potencia como son los BJT, MOSFET e IGBT. (Reyes Pérez & Moya Velasco, 2018)

En estado activo el circuito excitador debe suministrar una corriente o tensión adecuada para mantener al interruptor de potencia encendido. El driver o manejador de compuerta es la interconexión del circuito de control y el interruptor de potencia. Esto se realiza mediante la amplificación de las señales de control a una señal con niveles aceptables para excitar al dispositivo de potencia, manteniendo siempre un aislamiento eléctrico entre el interruptor de potencia y los circuitos de control o procesamiento lógico. (Reyes Pérez & Moya Velasco, 2018)

2.6.1 Manejador de compuerta para IGBT

La conmutación ocurre cuando la tensión de *gate-source* sobrepasa el umbral que normalmente se encuentra entre 10 y 20 [V_{DC}], las corrientes del *gate* son, esencialmente, cero; sin embargo, es necesario cargar la capacitancia parásita para conmutar el dispositivo y descargarla para desactivarlo, por lo que un circuito de excitación para IGBT debe ser capaz de absorber y generar corrientes rápidamente para conseguir una conmutación de alta velocidad. (Polanco, 2014)

2.6.2 Optoacopladores

Con mucha frecuencia existe la necesidad del aislamiento eléctrico entre las señales de control de nivel lógico y los circuitos excitadores. Una manera básica para proporcionar el aislamiento eléctrico son por medio de opto acoplador.

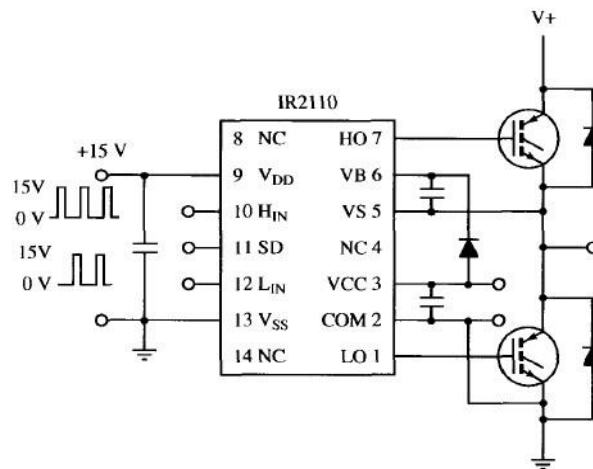
El optoacoplador consiste en un diodo de emisor de luz y un transistor fotosensible opto acoplado, de esta forma, se aísla la parte de control de la parte de potencia de forma óptica. La capacitancia entre el LED y la base del transistor receptor dentro del optoacoplador,

debe ser lo más pequeña posible para evitar un disparo adicional tanto en el encendido como en el apagado del transistor de potencia. (Polanco, 2014)

2.6.3 Manejadores de compuerta con tierra flotante

Algunas topologías de convertidores como los inversores, que tienen la configuración de medio puente y están compuestos tanto de un conmutador del lado alto como uno de lado bajo, se necesita que el circuito de excitación del IGBT del lado alto sea flotante con respecto a la masa del circuito a causa de los elevados niveles de tensión. Para esto se utiliza circuitos denominados Bootstrap como el que se muestra en la Figura 2.18.

Figura 2.18. Manejador de compuerta con tierra flotante



Fuente: (Mohan, 2001)

2.7 Motor trifásico de inducción

Los motores de inducción trifásicos son los más utilizados en las industrias gracias a su resistencia y su facilidad de operación. Estos motores se componen de dos partes principales: el estator estacionario y el rotor giratorio.

El estator consta de un armazón de acero que soporta un núcleo cilíndrico compuesto de láminas.

Existen dos tipos de rotores: rotor devanado y rotor de jaula de ardilla.

El rotor de jaula de ardilla se compone de barras de cobre desnudo, que son insertadas en ranuras y soldadas con dos anillos para cortocircuitar todas las barras.

Un rotor devanado tiene un devanado trifásico similar al estator, por lo general las tres fases de los devanados del rotor están conectados en estrella, los extremos de los tres alambres están conectados a los anillos colectores del eje del rotor y están cortocircuitados. (Ganchozo León & Corral Quimi, 2017)

CAPÍTULO 3

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN

En la Figura 3.1, se presenta un diagrama de bloques de cada etapa del módulo SVPWM, cada una de las etapas serán explicadas con todos los detalles, características de los elementos utilizados, cálculos y explicaciones de cada uno de los bloques:

Figura 3.1 Diagrama de bloques del proyecto técnico

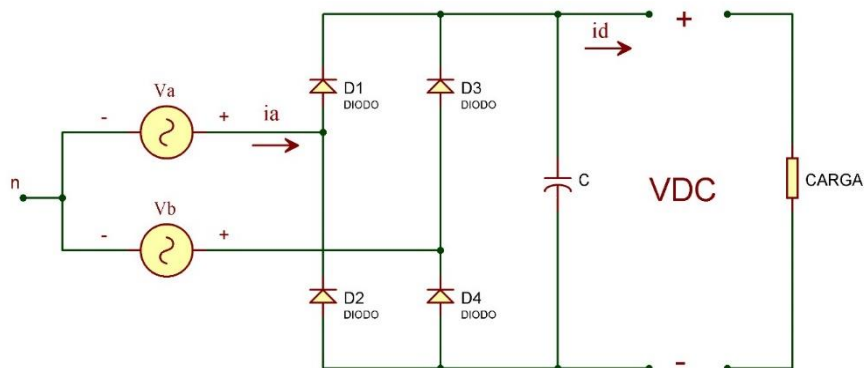


Elaborado por: Miguel Aguilar & Felipe Ananganó

3.1 Diseño del circuito rectificador de onda completa bifásico

Debido a las características propias del inversor y el algoritmo de control del SVPWM, se requiere suministrar la mayor cantidad de voltaje continuo en el bus DC para maximizar el voltaje de salida del inversor, obteniendo mayor transferencia de potencia a la carga, y ya que se tiene la disponibilidad de un sistema de corriente alterna trifásico se opta por alimentar al rectificador de onda completa con dos de sus fases.

Figura 3.2. Conexión del rectificador de onda completa bifásico con un capacitor de filtrado



Elaborado por: Miguel Aguilar & Felipe Ananganó

Donde:

$$id = \frac{V_{DC}}{R_{CARGA}} \quad \text{Ec. (3.1)}$$

$$V_{DC} = \frac{3 * V_{p\ L-L}}{\pi} \quad \text{Ec. (3.2)}$$

El motor trifásico de inducción (R_{CARGA}) es de 0.3 [kw] a 220 [V_{AC}] por lo que se deduce que la corriente por fase es de 1.36 [A], dado que el convertidor de corriente alterna estará encargado de suministrar la corriente a las tres fases del motor, la corriente total (id) es de 4.08 [A].

El voltaje de corriente continua (V_{DC}) con filtro es de 297.10 [V_{DC}] como la resistencia del bobinado estatórico es elevada y su inductancia es mínima, es posible despreciar el voltaje de rizado al colocar un capacitor de filtrado de alta capacitancia, por lo que se optó utilizar cuatro capacitores de 2000 [μF] en paralelo.

Al ser este un sistema de rectificación de cuatro pulsos cada diodo conduce durante dos de los cuatro pulsos, por lo que la corriente promedio en cada diodo es de $id/2$ e $id/\sqrt{2}$ para la corriente rms. Dando así las características necesarias que los diodos deben poseer bajo condiciones críticas para el rectificador.

Tabla 3.1 Características de los diodos para el rectificador

Datos	Características
Voltaje en inversa	297.10 [V]
Corriente promedio	2.04 [A]
Corriente rms	2.88 [A]

Elaborado por: Miguel Aguilar & Felipe Ananganó

En este caso se ha seleccionado el dispositivo semiconductor al diodo SKN 71/12, cuyas características se mencionan en la Tabla 3.2. Dicho dispositivo se ha sobredimensionado en caso de que posteriormente se desee alimentar un motor de mayor potencia.

Tabla 3.2 Características de diodo SKN 71/12

Datos	Características
Voltaje en inversa	1200 [V]
Corriente promedio	95 [A]
I_{FSM}	375 [A]
V_F	1.5 [V]

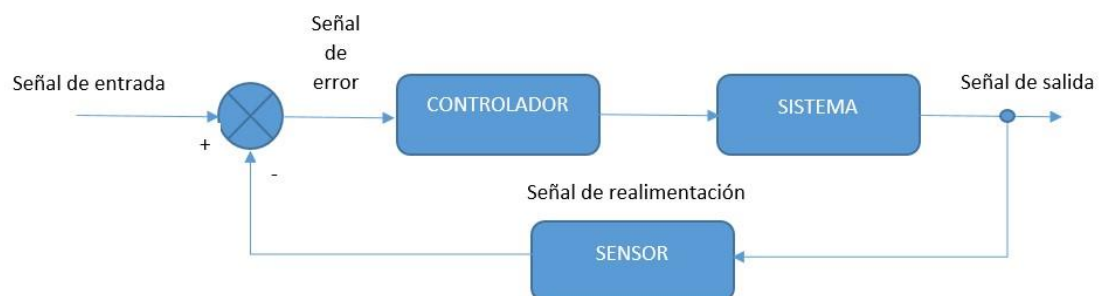
Fuente: (Semikron, 2018)

3.2 Diseño del controlador PI

La determinación del modelo dinámico de la planta que en este caso es el motor trifásico se realiza mediante la obtención de datos experimentales y el software Matlab con la herramienta “Identification System Toolbox” y “PID Tunner”.

Se ingresa una señal paso y se toman los datos en un periodo de muestreo de 100 [ms], con estos datos el software encuentra la ecuación de la planta y los valores de las constantes tanto proporcional e integral para el controlador. La Figura 3.5 es un esquema básico del sistema de control:

Figura 3.3. Diagrama de bloques de un sistema de control en lazo cerrado



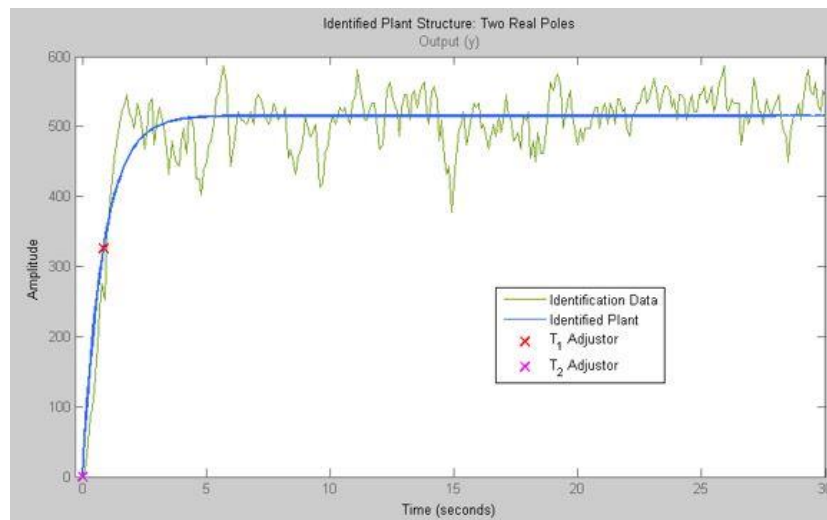
Elaborado por: Miguel Aguilar & Felipe Ananganó

Donde, respecto al módulo SVPWM del proyecto:

- **Señal de entrada:** Es el setpoint que ingresa según la velocidad del motor deseada
- **Señal de error:** Es la resta entre la velocidad en que se encuentra el motor y la señal de entrada o setpoint
- **Controlador:** Tipo Proporcional Integral
- **Señal de realimentación:** Es el sensor óptico encoder
- **Señal de salida:** La velocidad deseada del motor
- **Sistema:** Como actuador es el motor trifásico que es controlado por la modulación SVPWM

Con los datos experimentales obtenidos se ingresa al software y el mismo se encarga de encontrar la función de transferencia por “Identification Toolbox”, se puede observar en la Figura 3.4, los datos experimentales de color verde y la señal promedio de color azul para determinar las variables del controlador y la función de transferencia.

Figura 3.4. Señal para determinación de la planta



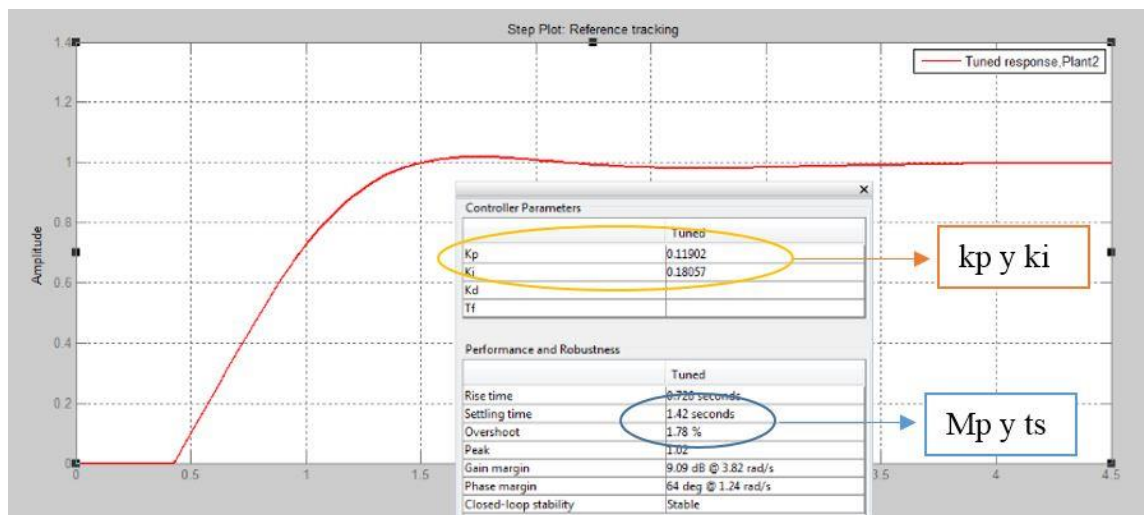
Elaborado por: Miguel Aguilar & Felipe Ananganó

Con la Figura 3.4 se observa que en el sistema existen oscilaciones, por lo tanto, la función de transferencia es de segundo orden y se presenta a continuación.

$$G(s) = \frac{1.0308}{(0.86s + 1)(3.52e^{-8}s + 1)} \quad \text{Ec. (3.3)}$$

El software Matlab con la función obtenida y su herramienta “PID Tunner” entrega valores de k_p , k_i que se observa la Figura 3.5, los cuales se usa para realizar el algoritmo en el microprocesador PIC. Con esta herramienta se puede sintonizar los parámetros k_p y k_i , se obtiene un máximo sobre pico $M_p = 1.78\%$ y un tiempo de establecimiento $t_s = 1.42\text{ [s]}$, son los menores valores sintonizados con lo que teóricamente se tiene una buena respuesta transitoria.

Figura 3.5. Datos del controlador PI



Elaborado por: Miguel Aguilar & Felipe Ananganó

Para la programación se utiliza la ecuación 2.2, que es la ecuación característica discretizada del control PI. El computador envía el dato de velocidad deseada o *setpoint* y el PIC realiza los cálculos y correcciones necesarias para estabilizar el sistema.

Se tiene dos posibilidades de control: control automático y control manual. En el control manual el PIC envía al dsPIC mediante el puerto serial el valor de porcentaje de velocidad deseada, es decir que no se tiene una realimentación por lo que es un control en lazo abierto. En el control automático se tiene realimentación del encoder y el controlador PI entra en funcionamiento.

El computador trabaja como un HMI (Interface Humano Máquina) del proyecto, envía el dato del *setpoint*, tiene indicadores del módulo en funcionamiento, grafica de la respuesta del sistema cuando se desea control automático. La programación del HMI y comunicación se realiza en el software Visual Studio en lenguaje Basic.

3.3 Implementación del controlador en lazo cerrado

Para la implementación del controlador tipo proporcional - integral se utiliza el microcontrolador PIC de la familia 18F4550 que posee comunicación USB y esto permite hacer una interfaz gráfica, envío y recepción de datos mediante un computador. Las características más importantes que se usan se presentan en la Tabla 3.3.

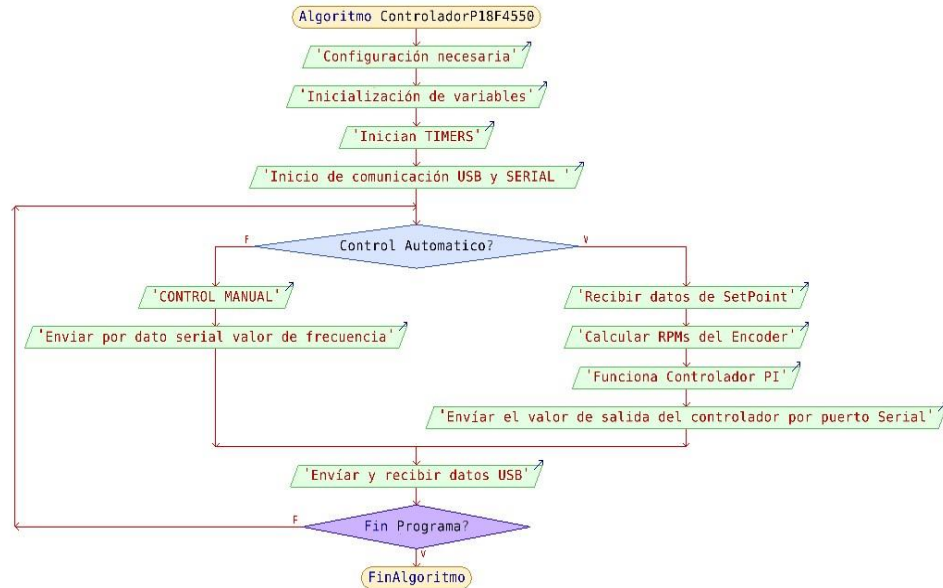
Tabla 3.3 Características PIC18F4550

Elemento	# bits CPU	Pines	MIPS	Timer 8/16 bits	USB 2.0	EUSART
PIC18F4550	8	40	10	1/3	1	1

Fuente: (Microchip, AllDatasheet PIC18F4550, 2009)

El código completo del controlador se presenta en el Anexo 4, su edición se realiza en el lenguaje de alto nivel C, el entorno de desarrollo y compilador es el software mikroC PRO for PIC de la Empresa Mikroelektronika, simulaciones posibles y necesarias en el software Proteus 8 Professional y para cargar o programar el código en el dispositivo se utiliza la programadora y el software PICKit 2. La Figura 3.6 contiene el diagrama de flujo general del algoritmo.

Figura 3.6. Diagrama de flujo del controlador

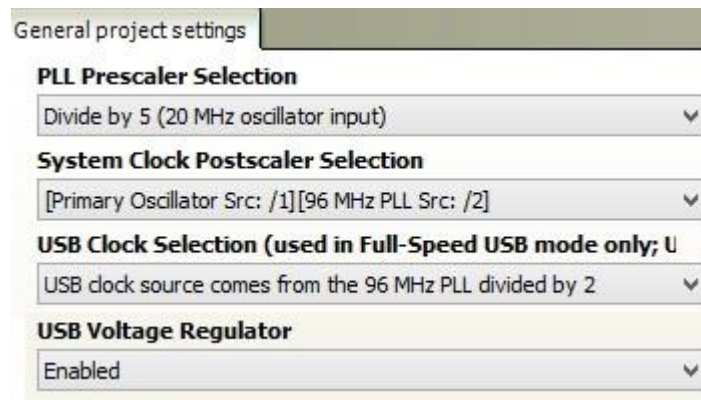


Elaborado por: Miguel Aguilar & Felipe Ananganó

3.3.1 Configuración PIC18F4550

La comunicación USB es entre el PIC y el computador, las configuraciones necesarias conforma el cristal de oscilación externo de funcionamiento del PIC es de tipo HS (alta velocidad) de 20 [MHz], con ciclo de máquina de 200 [ns], para la comunicación USB es necesario configurar los fusibles del “PLL Prescaler” dividido para 5, indicando al dispositivo que existe comunicación USB, de igual manera se selecciona la máxima velocidad en “USB Clock Selection”, dividiendo para dos y teniendo un total de 96 [MHz] y se habilita el regulador de voltaje USB. Toda esta configuración de la comunicación USB en los fusibles se presenta en la Figura 3.7.

Figura 3.7. Configuración de fusibles para el funcionamiento de la comunicación USB



Elaborado por: Miguel Aguilar & Felipe Ananganó

La configuración de la comunicación Serial se escoge la velocidad de transmisión de 4800 baudios y se usa la librería UART, entonces, con `UART1_Read()`; se recibe el valor y con `UART1_Write()`; se envía el valor que se desee por el puerto de comunicación Serial Rx y Tx, tener en cuenta que la comunicación serial envía datos tipo “*char*” solo 8 bits y la velocidad de transmisión debe ser la misma en los dos dispositivos (en este caso entre el PIC y el dsPIC), es una comunicación tipo Full Duplex, los dos envían y reciben el dato a la vez.

3.3.2 Selección del encoder

Para la determinación de la velocidad del motor trifásico se utiliza el sensor óptico encoder, la resolución depende del número de pulsos por revolución, en este caso es de 100 ranuras, en el microcontrolador se configura el timer 1 como contador de 16 bits, cada flanco de subida del pin T13CKI incrementa el registro TMR1L y TMR1H. Estos datos se toman en un periodo de muestreo de 100 [ms], se configura el timer 0 como temporizador y en cada salto de interrupción se resetean los valores del timer 1 con lo que se determina la velocidad en tiempo real. Este tiempo de 100 [ms] se utiliza también como tiempo de muestreo para el controlador PI.

3.4 Modulador SVPWM

Para aplicar la modulación SVPWM se utiliza el controlador digital de señal dsPIC familia 30F3010, el motivo principal es por la función que posee de modulación por ancho de pulso PWM en el control de motores, conocido por las siglas MC PWM, se presenta en la Tabla 3.4 las características más importantes y usadas en el proyecto:

Tabla 3.4. Características dsPIC30F3010

Elemento	# bits CPU	Pines	MIPS	Timer 16 bits	MC PWM	UART
DsPIC30F3010	16	28	30	5	6	1

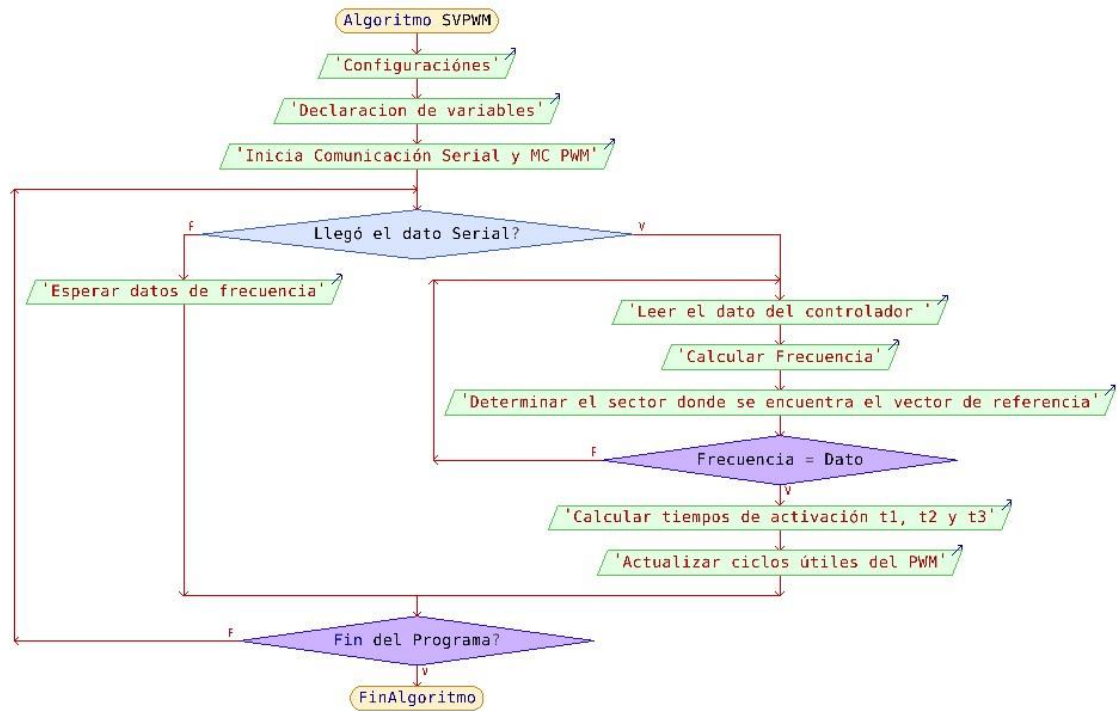
Fuente: (Microchip, AllDatasheet, 2007)

3.4.1 Configuración dsPIC30f3010

Como fue dicho, anteriormente, en la ecuación 2.7, es necesario que en la modulación vectorial SVPWM exista un vector de referencia que vaya de sector en sector en un hexágono regular tomando diferente valor de ángulo y realizando las secuencias y tiempos necesarios para el disparo de los interruptores de potencia en el inversor trifásico, entonces, el dsPIC mediante código determina la secuencia de disparo, estas señales son separadas por los opto acopladores, pasan por los manejadores de compuertas y activan los IGBT's.

En el microcontrolador dsPIC se encuentra el algoritmo necesario para realizar la modulación SVPWM. La programación completa se encuentra en el Anexo 5, en la Figura 3.8, se presenta el diagrama de flujo general del código realizado:

Figura 3.8. Diagrama de flujo del algoritmo SVPWM



Elaborado por: Miguel Aguilar & Felipe Ananganó

La funcionalidad del PWM en el control de motores es justamente para inversores trifásicos, con la probabilidad de tener 6 salidas PWM con 3 registros para ciclos útiles, en este caso se usa de tipo complementario y alineadas al centro, además se tiene la utilidad de programar tiempos muertos entre una salida y su complemento, el cálculo del tiempo muerto (DT) se realiza con la ecuación 3.4 y se asigna un tiempo muerto de 4 $[\mu s]$ que más adelante se justifican por las características de los dispositivos de conmutación usados.

$$DT = \frac{\text{Tiempo muerto}}{\text{PreescalerDT} * T_{SY}} \quad \text{Ec. (3.4)}$$

Donde:

DT = valor a cargar en el registro

T_{SY} = Periodo de máquina= 200 $[ns]$

PreescalerDT = Preescaler seleccionado para el tiempo muerto = 1:1

Tiempo muerto = valor deseado = 4 [μs]

Reemplazando valores:

$$DT = \frac{0.000004}{1 * 0.0000002}$$

$$DT = 20$$

Este es el valor a cargar en el registro de DTCON1 FR de 6 bits para que el tiempo muerto sea 4 [μs].

La velocidad de procesamiento del dsPIC depende del tipo de oscilador, se utiliza un oscilador tipo HS de alta velocidad de 20 [MHz], teniendo un ciclo de máquina (T_{SY}) de 200 [ns], en fusibles del microcontrolador no se configura nada más adicional.

Para el MC PWM existen 4 diferentes modos en los que se puede utilizar, en este caso como fue dicho en el capítulo 2, la metodología que presenta más ventajas es la alineación simétrica, y esto se consigue con el modo de alineación al centro, registro PTMOD: 11. Se debe tener en cuenta que el funcionamiento del PWM se basa en los registro PTPER y PTMR.

PTPER, es un registro de 15 bits donde se asigna la frecuencia del PWM, mediante el datasheet del elemento se tiene la ecuación 3.5, donde se encuentra el dato a cargar según lo deseado. El funcionamiento del PWM se basa en el aumento del PTMR según la velocidad de procesamiento hasta que sea igual al valor de PTPER, en el modo Up/Down Counting, PTMR incrementa su valor hasta que se iguala con PTPER, después decrementa hasta llegar a cero donde ocurre una interrupción en el registro PWMIF.

$$PTPER = \frac{F_{CY}}{F_{PWM} * (PTMR \text{ Prescaler}) * 2} - 1 \quad \text{Ec. (3.5)}$$

Donde:

F_{CY} : Frecuencia de cristal externo = 20 MHz

F_{PWM} : Frecuencia deseada de conmutación = 20000 Hz

PTMR Prescaler : 1:1

Reemplazando valores:

$$PTPER = \frac{20\,000\,000}{20\,000 * 1 * 2} - 1$$

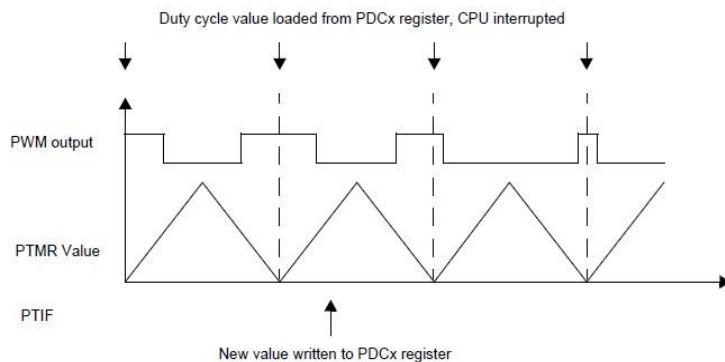
$$PTPER = 499$$

Este es el valor a cargar en el registro de PTPER para que el periodo de conmutación de los IGBT's sea 20KHz.

Los ciclos útiles de las 3 salidas que se encuentran en modo complementario vienen de los registros PDC1, PDC2 y PDC3, son registros especiales de 16 bits donde tienen resolución según el periodo del PWM, registro PTPER, como fue dicho anteriormente PTPER es de 15 bits y los ciclos útiles de 16 entonces los valores a cargar en PTPER deben ser el doble en porcentaje. Los registros PDCx controlan las salidas PWMxH y PWMxL respectivamente.

La actualización de los ciclos útiles depende en el sector y el ángulo que tenga el vector de referencia, tener en cuenta que la actualización ocurre cuando el valor de PTMR se hace cero, como se puede observar en la Figura 3.9.

Figura 3.9. Actualización de ciclos útiles en modo complementario y alineado al centro



Fuente: (Microchip, AllDatasheet, 2007)

Para la determinación de los ciclos útiles en el algoritmo se aplica según el porcentaje respecto al valor de PTPER y la Figura 2.14, por ejemplo, cuando el vector de referencia

se encuentra en el sector 1, tendrá 7 diferentes valores de ángulo, donde va cambiando los tiempos de activación, el algoritmo debe ser eficiente para no generar ningún retraso en la generación de las ondas PWM, si se aplica directamente en código utilizando funciones trigonométricas, las instrucciones aumentan, es por ello que los tiempos se encuentran en una función específica que devuelve valores ya calculados con anterioridad. Los ciclos útiles son actualizados constantemente.

3.5 Diseño del circuito de excitación para puente trifásico (Drivers)

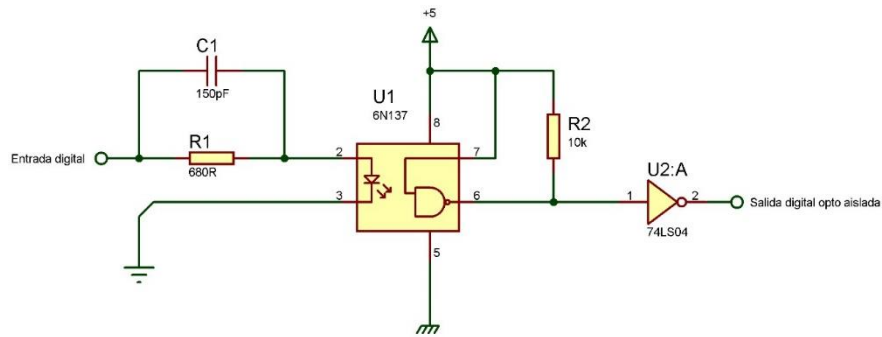
El circuito excitador es el encargado de conmutar los dispositivos semiconductores de potencia. Las corrientes de encendido y apagado esencialmente son cero; sin embargo, es necesario cargar la capacitancia parásita para conmutar el dispositivo y descargarla para desactivarlo, por lo que el circuito de excitación debe ser capaz de suministrar y absorber corrientes ligeramente elevadas en pequeños lapsos de tiempo, lo que genera la necesidad de aislar las señales de control del circuito excitador.

3.5.1 Circuito opto acoplador

Por las consideraciones ya mencionadas se opta por aislar eléctricamente al circuito de control del circuito excitador mediante un opto acoplador, obteniendo así circuitos con tierras independientes.

Para esto se utiliza el circuito integrado 6N137, el cual es una opto NAND de alta velocidad, además de un 74LS04 para obtener la salida sin complemento. En la Figura 3.10 el capacitor C1 permite disminuir la capacitancia parásita del opto acoplador reduciendo la posibilidad de activaciones involuntarias, R1 limita la corriente para el led infrarrojo y R2 es una resistencia *pull-up* recomendada por el fabricante.

Figura 3.10. Circuito opto acoplador



Elaborado por: Miguel Aguilar & Felipe Ananganó

3.5.2 Circuito de excitación

El puente trifásico está compuesto por 3 ramas, cada rama posee dos IGBTs. Se necesita que el circuito de excitación del IGBT del lado alto sea flotante con respecto a la tierra del circuito, a causa de los elevados niveles de tensión, por esto, se optó por utilizar el método bootstrap que consiste en la creación de una tierra flotante momentánea a través de la carga y descarga de un capacitor.

El circuito integrado IR2110 de International Rectifier, puede excitar a dos IGBTs de una rama, desde la misma referencia a tierra aplicando el principio bootstrap, con considerables prestaciones en cuanto a seguridad de los dispositivos semiconductores de potencia ya que agrega tiempos muertos y detectores de sobre tensión.

Tabla 3.5. Características del CI. IR2110

Referencia	V_o [V]	I_o +/- [A]	V_{Offset} [V]	T_{on} [ns]	T_{off} [ns]	Delay [ns]
IR2110	10 – 20	2.0	500	120	94	10

Fuente: (Rectifier, 2018)

Para que el manejador de compuerta IR2110 trabaje bajo el principio bootstrap es necesario agregar un diodo con tiempo de recuperación inversa (t_{RR}) en el orden de los nanosegundos y un capacitor que sea capaz de suministrar el voltaje necesario a la

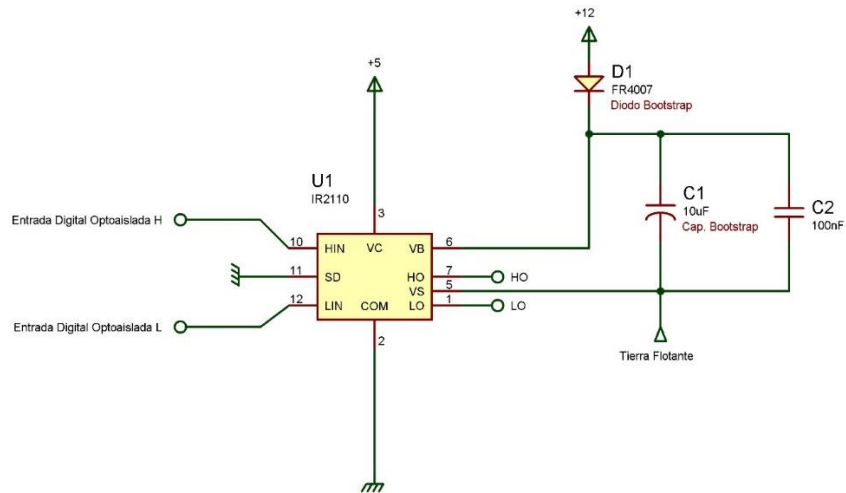
compuerta, además, su capacitancia no debe ser muy elevada ya que aumentaría el tiempo de carga – descarga, y por ende el tiempo de encendido y apagado del IGBT del lado alto. Bajo estas premisas se optó por utilizar el diodo shotckley FR107 cuyas características se muestran la Tabla 3.6 y un capacitor de 10 [uF] / 50 [V] el cual es recomendado por el fabricante para trabajar a frecuencias de conmutación de entre 10 y 20 [kHz]. Como resultado se obtuvo el circuito de la Figura 3.11.

Tabla 3.6. Características del diodo shotckley FR107

Referencia	V_{RRM} [V]	I_F [A]	V_F [V]	I_{FSM} [A]	t_{RR} [ns]
FR4007	1000	1.0	1.7	30	75

Fuente: (Incorporated, Diodes, 2018)

Figura 3.11. Circuito Bootstrap



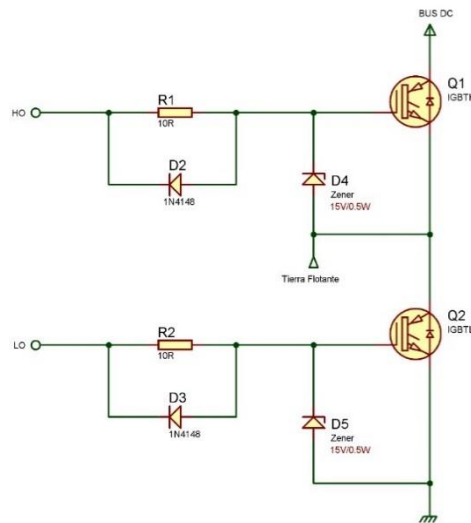
Elaborado por: Miguel Aguilar & Felipe Ananganó

El capacitor C2 de la Figura 3.11 se agregó debido a que el fabricante recomienda utilizar capacitores de tantalio, pero, debido a su escasez se introdujo un capacitor cerámico de 0.1 [uF] / 50 [V] en paralelo al capacitor electrolítico *bootstrap*, esto hace que las características del capacitor electrolítico se asemejen a las de un capacitor de tantalio.

3.5.3 Circuito de protección para compuertas de puente IGBT

Las salidas “HO” y “LO” se conectan a una rama del puente inversor y para proteger a los IGBTs de sobre tensiones y sobre corrientes, se agregan dispositivos semiconductores y elementos pasivos como se muestra en la Figura 3.12.

Figura 3.12. Circuito de protección para rama de IGBTs



Elaborado por: Miguel Aguilar & Felipe Ananganó

En donde R1 y R2 limitan la corriente de compuerta, para que el circuito integrado IR2110 no supere las corrientes máximas de salida, mientras que, D2 y D3 permiten que la capacitancia parasita de los IGBTs se descarguen a través de R1 y R2. Los diodos zener D4 y D5 protegen a los IGBTs de sobretensiones de compuerta - emisor regulando la salida máxima de voltaje.

3.6 Diseño del circuito inversor trifásico

El circuito inversor trifásico está compuesto por 3 ramas y cada rama posee dos IGBTs. El motor a controlar tiene una corriente nominal de 1.4 [A] a plena carga, por lo que la corriente máxima que debe soportar cada IGBT es de 2.8 [A], ya que durante la condición de estado “110” del inversor, la corriente en la fase T será igual a la sumatoria de las fases R y S, esto debido a que los estados de los IGBT de la rama inferior son el complemento de los IGBTs de la rama superior.

El voltaje máximo en inversa al que estarán sometidos los IGBTs son 300 [V_{DC}] correspondientes al voltaje de salida del rectificador con filtro.

La frecuencia de conmutación de los IGBTs es de 20 [kHz], esto da tiempos de activación desde los 196 [ns], por lo que es de suma importancia que los tiempos de encendido y apagado mínimo no superen dicho tiempo.

Tabla 3.7 Características críticas para IGBT's

Datos	Características
Corriente mínima	2.8 A
Voltaje en Inversa mínimo	300 V
Tiempo mínimo de conmutación	< 196 ns

Elaborado por: Miguel Aguilar & Felipe Ananganó

Se optó por utilizar el IGBT IRG4PC50UD, el cual es un IGBT de canal n de alta velocidad que posee la ventaja de tener un diodo anti paralelo en el mismo encapsulado.

Tabla 3.8 Características del IGBT IRG4PC50UD

Referencia	V _{CE} [V]	I _C [A]	V _{GE} [V]	t _{ON} [ns]	t _{OFF} [ns]
IRG4PC50UD	600	27	±20	46	140

Fuente: (Rectifier, 2018)

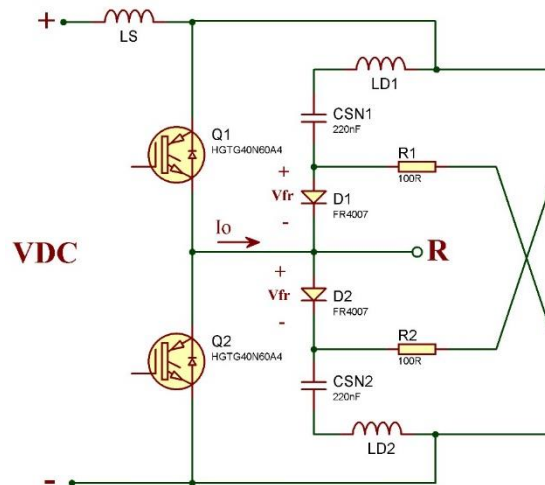
El tiempo muerto seleccionado de 4 [μs] no afecta el funcionamiento y garantiza que el encendido y apagado del IGBT sea seguro y se encuentre en los parámetros de la Tabla 3.8, evitando cortocircuitos y recalentamientos.

3.6.1 Circuito de protección para IGBTs red Snubber

El circuito *snubber* permite reducir las pérdidas de potencia en los dispositivos semiconductores durante su conmutación. Estas pérdidas se generan al producirse voltajes transitorios, originados por cargas del tipo inductivo.

El circuito *snubber* implementado es un amortiguador por supresión de descarga RCD que se presenta en la Figura 3.13, el cual suprime los transitorios al apagado y son ideales para aplicaciones de alta frecuencia.

Figura 3.13. Circuito Snubber



Elaborado por: Miguel Aguilar & Felipe Ananganó

Para determinar el valor del capacitor *snubber* se aplican los siguientes cálculos:

$$C_{sn} = \frac{L_s \times I_o^2}{(V_p - V_{dc})^2} \quad \text{Ec. (3.6)}$$

$$V_p = V_{dc} + V_{fr} + L_d \times \frac{di}{dt} \quad \text{Ec. (3.7)}$$

Donde:

L_s : es la inductancia parasita generada por el cobre

I_o : Corriente del colector

V_p : Pico de voltaje producido por la inductancia parasita L_d

V_{fr} : Voltaje de juntura del diodo snubber.

El valor de la resistencia *snubber* y su potencia de disipación mínima se calculan mediante las siguientes formulas:

$$R_{sn} \leq \frac{1}{2.3 \times C_{sn} \times f} \quad \text{Ec. (3.8)}$$

$$P_{Rsn} = \frac{L_s \times I_o^2 \times f}{2} \quad \text{Ec. (3.9)}$$

Donde:

f = frecuencia de conmutación de los IGBTs

C_{sn} = capacitor *snubber*

Para elegir el diodo *snubber* es necesario considerar que su tiempo de recuperación inversa (t_{rr}) sea corto y además que posea una recuperación amortiguada, por lo que se optó por utilizar el diodo shockley FR107 cuyas características se describen en la Tabla 3.6.

Para el cálculo de las inductancias parasitas (L_s , L_d) se utilizó el software en línea Wire Self Inductance de EEWeb.com, el cual calcula la inductancia en base al calibre y longitud del conductor, las inductancias calculadas son: $L_s = 194$ [nH] y $L_d = 0.3$ nH (los cálculos se detallan en anexos)

Los valores obtenidos son: $C_{sn} = 220$ [nF] / 400 [V], $R_{sn} = 100$ [Ω] / 2 [W].

CAPÍTULO 4

PRUEBAS Y RESULTADOS

El siguiente capítulo presenta las pruebas, mediciones, análisis de gráficas y resultados obtenidos de cada parte que conforma el módulo SVPWM. Se comprueba el funcionamiento del módulo con sus características fundamentales, y se realizan pruebas para el controlador manual y automático conectado el motor trifásico.

4.1 Funcionamiento convertidor AC/DC

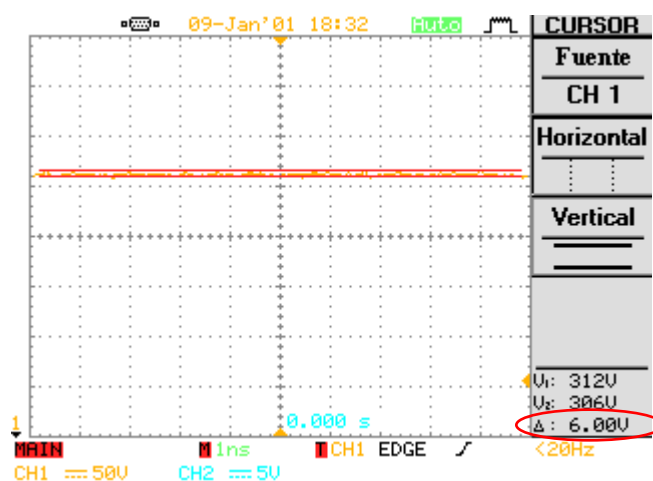
Según el diagrama de bloques de la Figura 3.1, el proyecto técnico comienza con el funcionamiento del convertidor AC/DC. Para comprobar su correcto funcionamiento, tomando en cuenta que la carga a utilizar es el motor trifásico y funciona a 120 [V_{AC}] y 220 [V_{AC}], entonces las pruebas se realizan con el mayor voltaje y se presenta en la Figura 4.1. Tener en cuenta que el voltaje máximo de salida del convertidor depende de los diodos rectificadores que se utiliza, en este caso se puede alcanzar un valor de voltaje de 1200 [V_{DC}] como se menciona en la Tabla 3.2.

Figura 4.1. Valores de voltaje pruebas convertidor



Elaborado por: Miguel Aguilar & Felipe Ananganó

Figura 4.2. Señal de rizado del convertidor AC/DC



Elaborado por: Miguel Aguilar & Felipe Ananganó

Como se observa, para determinar el funcionamiento adecuado las mediciones se realizan con un multímetro y se mide tanto voltaje de entrada AC y voltaje de salida DC. Según la ecuación 3.1, se reemplaza valores de entrada y teóricamente se tiene:

$$V_{out} = 297.10 [V_{DC}]$$

El valor experimental de voltaje de salida de la Figura 4.1 es $V_{out} = 300.60 [V_{DC}]$

Con los valores teóricos y con los experimentales realizados se tiene un error relativo de:

$$error = \left| \frac{valor\ experimental - valor\ teórico}{valor\ teórico} \right| * 100 \quad \text{Ec. (4.1)}$$

$$error = \left| \frac{300.6 - 297.104}{297.104} \right| * 100$$

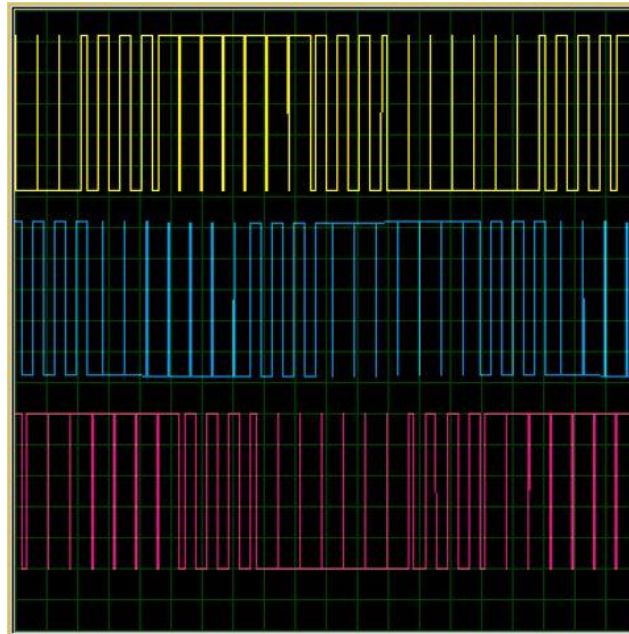
$$error = 1.176 \%$$

En la Figura 4.2, se obtiene el rizado de la señal de salida del convertidor que es de 6 [V_{DC}] después de pasar por el banco de capacitores.

4.2 Funcionamiento modulación SVPWM

La modulación vectorial depende del algoritmo empleado en el microcontrolador dsPIC, para observar si el funcionamiento es el correcto, mediante un osciloscopio se observa las señales de disparo, experimentalmente en tiempo real el osciloscopio no tiene la resolución suficiente para observar todo el periodo de una señal SVPWM. En la Figura 4.3, se presenta las ondas resultantes de los pines de salida del dsPIC en estado “High”, con el fin de observar la forma de onda característica de la modulación SVPWM se presenta la señal de simulación.

Figura 4.3. Señal SVPWM en simulación



Elaborado por: Miguel Aguilar & Felipe Ananganó

Se aprecia que se aproxima a una señal sinusoidal realizada con PWM, en el semiciclo positivo se tiene más ciclo útil de trabajo y en el semiciclo negativo los disparos son más cortos, si se aplicara a la salida un filtro de cualquier tipo, el promedio de los disparos presentará la señal sinusoidal, en este caso no se desarrolla ningún filtro, porque la carga del motor trifásico al ser resistiva- inductiva se convierte en un filtro automáticamente.

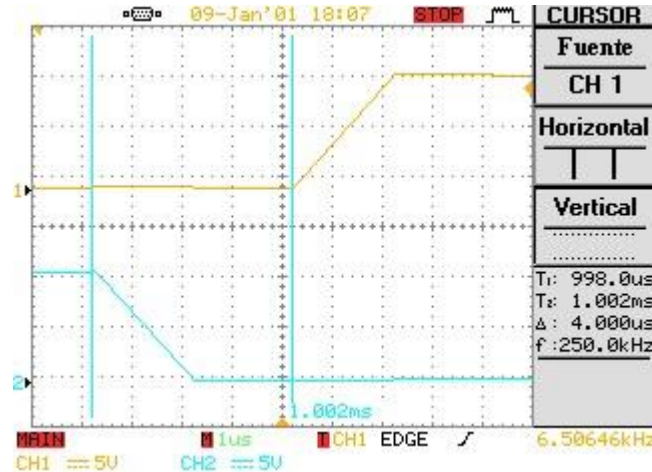
Tener en cuenta que la frecuencia de conmutación es de 20 [kHz] y la frecuencia fundamental de salida es la que varía para realizar el control, entonces, cuando la

frecuencia total de salida sea menor, la resolución de la pantalla del osciloscopio y el tiempo de muestreo no permite ver claramente todo el periodo. A menores frecuencias totales de salida no se podrá observar con el osciloscopio un periodo completo.

4.3 Comprobación tiempo muerto

Otra característica importante a tomar en cuenta en la señal de salida del microcontrolador es el tiempo muerto existente, entonces entre cualquier pin de salida “H” y su complemento “L”, en el cambio de estado se mide el tiempo muerto existente como se presenta en la siguiente Figura 4.4.

Figura 4.4. Señal con tiempo muerto SVPWM



Elaborado por: Miguel Aguilar y Felipe Ananganó

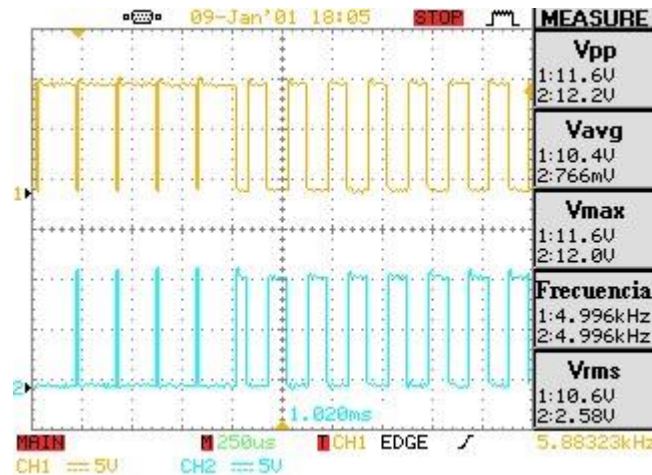
El tiempo muerto viene dado por software, en el algoritmo de programación se asigna un tiempo de 4 [μs] con su justificación en el capítulo 3, con datos de la Tabla 3.8, como se puede observar en el osciloscopio mediante cursores el tiempo muerto es de 4 [μs] exactos.

4.4 Funcionamiento tarjeta de drivers

La placa realizada de drivers sirve para el funcionamiento del inversor trifásico, entonces, su función es recibir las señales del microcontrolador, separar tierra de control y potencia mediante los opto acopladores, amplificar el voltaje de disparo a 12 [V_{DC}], y activar o desactivar los dispositivos de potencia IGBTs mediante el circuito de tierra flotante *bootstrap*. Para ello, tener en cuenta que los IGBTs no se pueden encontrar en estado

activo los dos a la vez porque producen un cortocircuito, para ello es necesario antes de conectar determinar estas señales.

Figura 4.5. Señales opuestas modulación SVPWM



Elaborado por: Miguel Aguilar & Felipe Ananganó

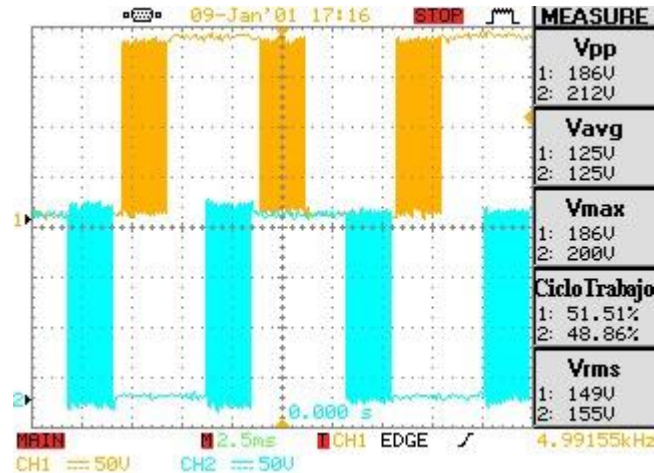
La Figura 4.5, presenta una salida en alto y su complemento, las cuales van a ser conectadas al inversor trifásico, como se puede ver en ningún momento las dos señales conmutan iguales. La amplitud de esta señal es 12 [V_{DC}] y los circuitos integrados manejadores de compuertas IR2110 crean la tierra flotante para el manejo de IGBTs, cabe mencionar que el momento de medir las salidas del manejador de compuertas, no se puede ingresar voltaje a los IGBTs porque se produce un cortocircuito ya que el osciloscopio internamente junta las tierras del circuito *bootstrap*, con la tierra de todo el circuito de potencia.

4.5 Funcionamiento de inversor trifásico

Las señales de los manejadores de compuertas ingresan a los terminales “Gate” de los IGBTs que conforman el inversor, tener en cuenta que las señales altas y bajas deben ser conectadas correctamente porque no se logrará la conmutación adecuada y pueden existir cortocircuitos, para determinar su funcionamiento adecuado se mide las señales con el osciloscopio y una punta adecuada que tenga un multiplicador x10 porque los IGBTs conmutan el voltaje de salida del convertidor que para conectar el motor trifásico es mayor de los 100 [V_{DC}]. La siguiente Figura presenta la señal de salida de dos ramas del inversor

trifásico, en este caso se tiene 3 señales que son las salidas trifásicas R, S, T que pueden ser conectadas a cualquier carga.

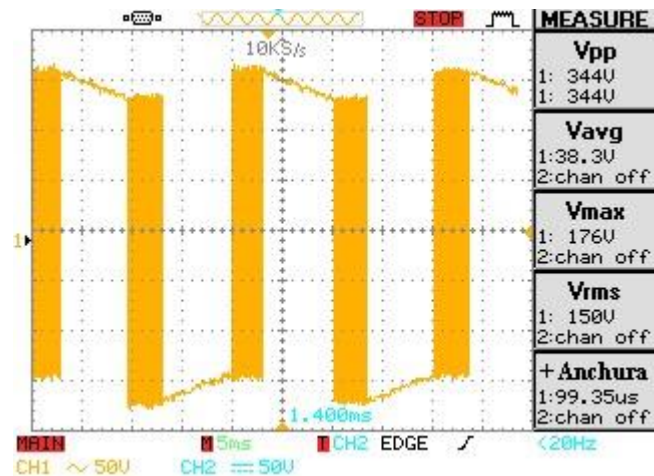
Figura 4.6. Señales de salida del inversor R (amarillo) y S (celeste)



Elaborado por: Miguel Aguilar & Felipe Ananganó

Se conectan las salidas al motor trifásico de inducción y se tiene la siguiente señal con acoplo AC:

Figura 4.7. Señal resultante de la línea R conectado al motor trifásico



Elaborado por: Miguel Aguilar & Felipe Ananganó

Según los datos teóricos, la modulación SVPWM su mayor voltaje de salida es de $V_{ref} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$, que reemplazando valores con el voltaje DC que es 297.10 [V_{DC}], sustituyendo

$V_{ref} = \frac{297.10}{\sqrt{3}}$ se tiene que la salida del inversor es 171.47 [V], en la Figura 4.7, se observa los datos experimentales $V_{ref} = 150$ [V] y se obtiene el error porcentual $error = \left| \frac{150.00 - 171.47}{171.47} \right| * 100$ que es igual a 12.52 %, tener en cuenta que el voltaje máximo existe cuando el tiempo de activación del vector nulo es cero, en este caso el algoritmo tiene en todo momento valor de este tiempo para evitar cortocircuitos y poder alimentar al motor que $V_{m\acute{a}x\ L-L} = 220$ [V]. De igual manera la corriente que consume el motor en bajas frecuencias, no sobrepasa los 800 [mA] y a partir de 50 [Hz] la corriente es 200 [mA], si se conecta carga al motor trifásico llegará a la corriente nominal que dice su placa $I_n = 1.4$ [A].

4.6 Funcionamiento controlador manual

El controlador manual o lazo abierto consiste en variar la velocidad del motor desde 0 RPM hasta una velocidad máxima que fue asignada mediante pruebas realizadas, en este caso la velocidad máxima es de 3000 RPM, en el HMI se varía un Slider de 0 – 100 %, y se observa las RPM en que se encuentra el motor trifásico. Tener en cuenta que la velocidad mínima que fue asignada es de 400 RPM porque cuando el motor trabaja a bajas velocidades lo que provoca bajas frecuencias, el motor empieza a tener vibraciones por características propias de los motores de inducción, al cambiar la frecuencia que pasa por las bobinas del estator y sus polos, causan sonidos distintos a los normales y vibraciones.

Los valores y pruebas se realizan con alimentación de 120 [V_{AC}] y sin carga, entonces si se ingresa menos voltaje o se conecta carga al motor, las RPM van a cambiar ya que no existe realimentación.

4.7 Funcionamiento control automático

En las pruebas del control automático el HMI muestra indicadores cuando el motor se encuentra en funcionamiento, el ingreso de *setpoint*, la velocidad a la que se encuentra el motor y una gráfica de la velocidad correspondiente.

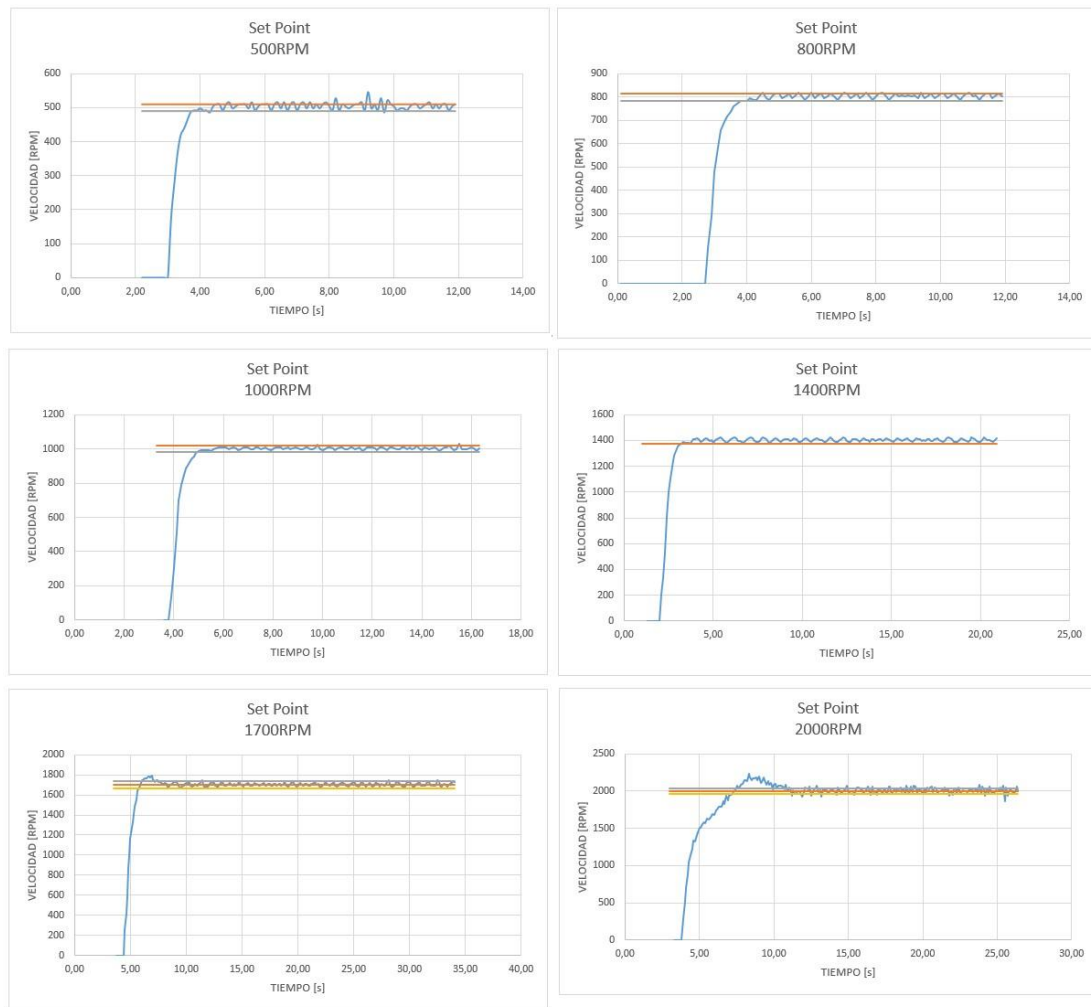
Para comprobar el controlador automático o en lazo cerrado, se realizan 3 pruebas: asignación de diferente *setpoint*, ingreso de perturbación y conexión de freno simulando carga. De igual manera la velocidad mínima donde empieza el control es 400 RPM y en este caso la velocidad máxima es hasta 2000 RPM, sabiendo que según la curva característica de todos los motores de inducción la frecuencia mayor que la nominal es inversamente proporcional al torque, es por ello que se realiza el control en los rangos de velocidad que vienen dados en la placa del motor que son 1750 RPM a una frecuencia de 60 [Hz] y 1400 RPM a 50 [Hz].

4.7.1 Asignación de velocidad de referencia

Se asigna diferentes *setpoint* para encontrar el tiempo de establecimiento y el error existente entre el diseño del controlador y el funcionamiento experimental. Como fue dicho anteriormente el desarrollo del controlador se realizó mediante el software Matlab con datos experimentales, y el diseño posee un tiempo de establecimiento $t_s = 1.42$ [s].

Los *setpoint* que se ingresa son: 500, 800, 1000, 1400, 1700 y 2000 RPM. Se recoge datos y se obtiene la siguiente gráfica de velocidad vs tiempo:

Figura 4.8. Curvas asignando diferentes setpoints de velocidad



Elaborado por: Miguel Aguilar y Felipe Ananganó

Los tiempos de establecimiento con la respuesta transitoria a cada señal escalón que se da son:

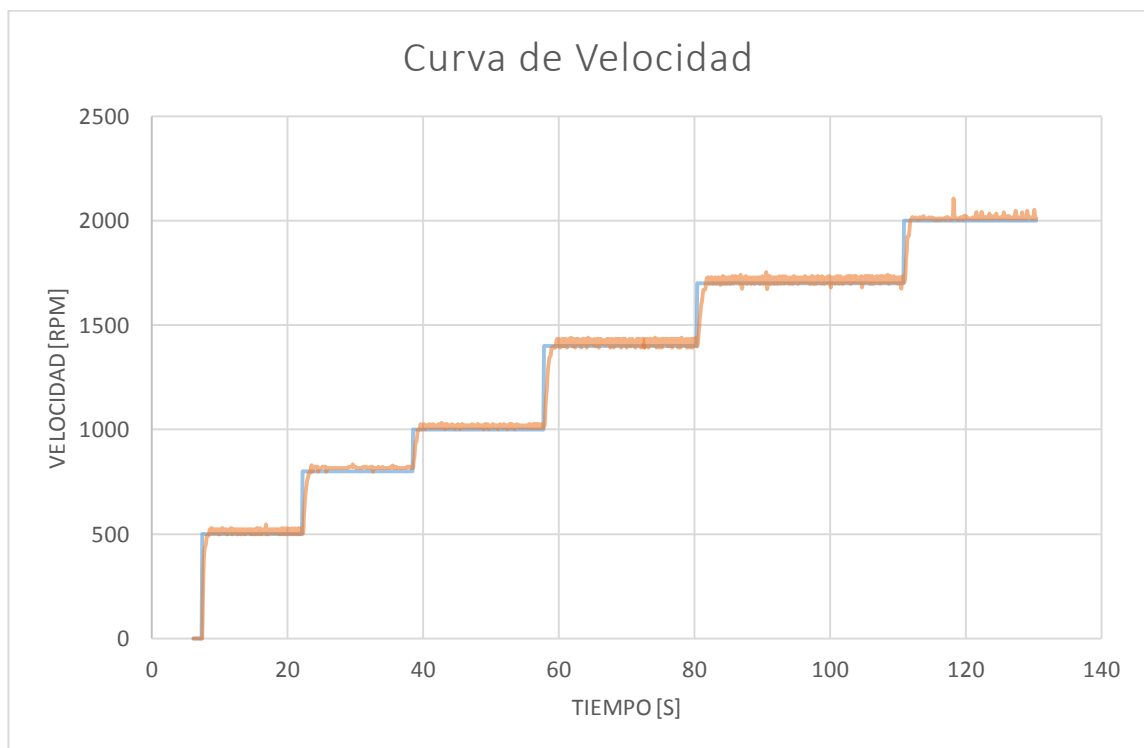
500 RPM	$t_s = 1.4$ [s]
800 RPM	$t_s = 1.8$ [s]
1000 RPM	$t_s = 1.2$ [s]
1400 RPM	$t_s = 1.3$ [s]
1700 RPM	$t_s = 3.5$ [s]
2000 RPM	$t_s = 7.2$ [s]

Los valores del tiempo de establecimiento varían, en algunos casos sobrepasan o son menores de 1.42 [s] con el que está diseñado, se puede observar como el controlador actúa sobre el sistema eliminando el máximo sobre pico hasta las 1400 RPM debido a que el sistema actúa como un sistema de primer orden, el tiempo de establecimiento promedio es $t_s = 1.425$ [s] y calculando $error = \left| \frac{1.425 - 1.42}{1.42} \right| * 100$ se consigue un error relativo de 0.35%.

Para valores de *setpoint* superiores a los 1400 RPM, el sistema actúa como un sistema de segundo orden, generando máximos sobre picos y tiempos de establecimiento más tardíos, estos tiempos aumentan conforme aumenta la velocidad y son superiores a los 2 [s].

Ahora se procede a realizar pruebas con pasos de forma continua, para observar cómo reacciona el controlador, obteniendo la gráfica de la Figura 4.9.

Figura 4.9. Gráfica velocidad vs Tiempo con datos experimentales

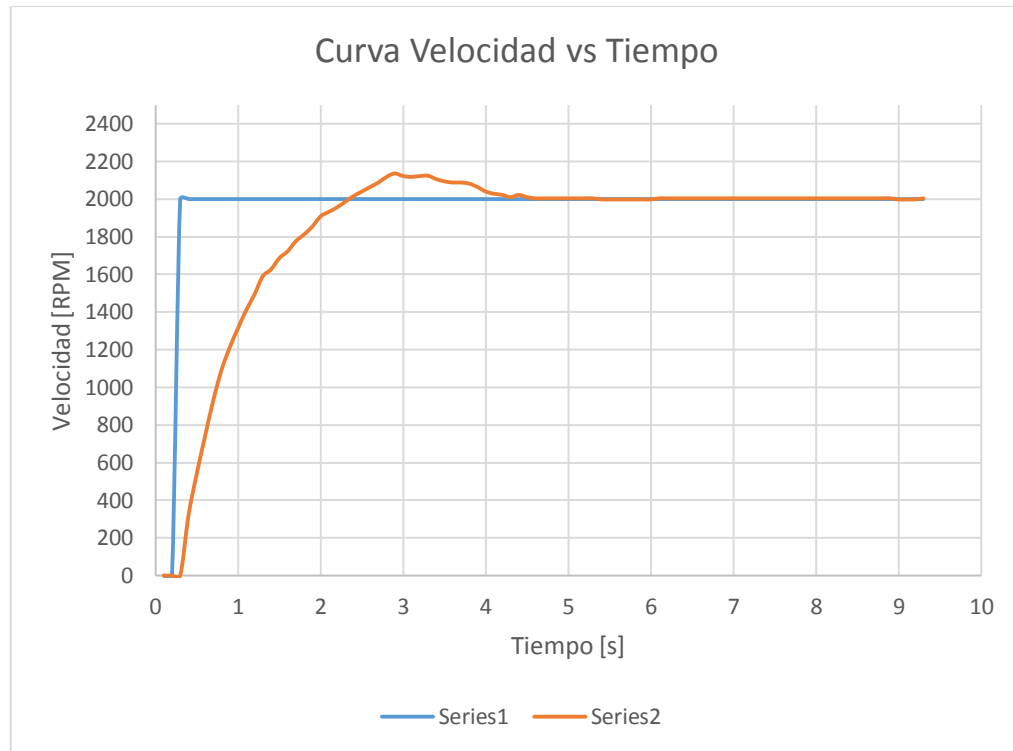


Elaborado por: Miguel Aguilar y Felipe Ananganó

4.7.1.1 Determinación de máximo sobrepico (M_p)

Para la determinación del máximo sobrepico se realiza una prueba asignando el máximo setpoint de 2000 RPM, se capturan datos y se obtiene la gráfica 4.9.

Figura 4.10. Curva para determinación de M_p



Elaborado por: Miguel Aguilar & Felipe Ananganó

El controlador está diseñado para un $M_p = 1.78\%$ y con los datos de la gráfica 4.9, se tiene un $M_p = 6.8\%$, calculando el $error = \left| \frac{6.8 - 1.78}{1.78} \right| = 2.82\%$. Tener en cuenta que a velocidades bajas asignadas por el setpoint el M_p es mínimo, solamente velocidades mayores a 1500 RPM empezando desde cero existe M_p con el error obtenido.

4.7.2 Perturbación del sistema por disminución de voltaje

Para comprobar la eficacia del controlador PI se introduce una perturbación al sistema, para esto se conecta al rectificador de onda completa con filtro a un variac del laboratorio, el cual permite variar el voltaje trifásico y por ende variar el voltaje del bus DC.

La prueba consiste en demostrar que al disminuir el voltaje del bus DC, el controlador es capaz de compensar la velocidad en el motor aumentando o disminuyendo la frecuencia fundamental.

Con ayuda del variac se establece el voltaje en el bus DC en 179 [V] y a través de la interfaz gráfica se ingresa un Set Point de 1200 RPM.

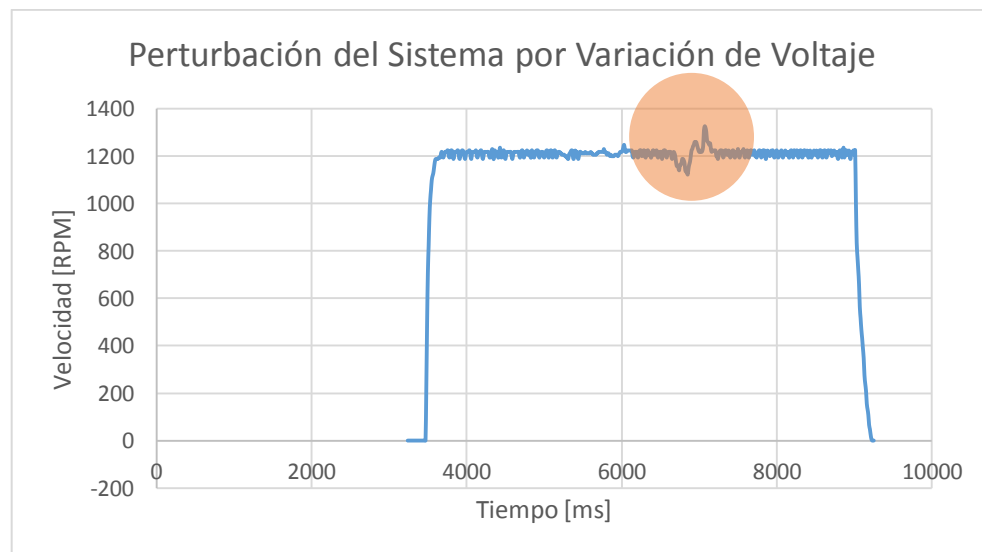
Figura 4.11. Variación de voltaje DC



Elaborado por: Miguel Aguilar & Felipe Ananganó

Al transcurrir 3.5 [s] se inicia el paso de 1200 RPM y en los 6.5 [s] se disminuye el voltaje en el bus DC hasta llegar a los 150 [V_{DC}], obteniendo los siguientes resultados.

Figura 4.12. Respuesta del sistema a la variación de voltaje



Elaborado por: Miguel Aguilar y Felipe Ananganó

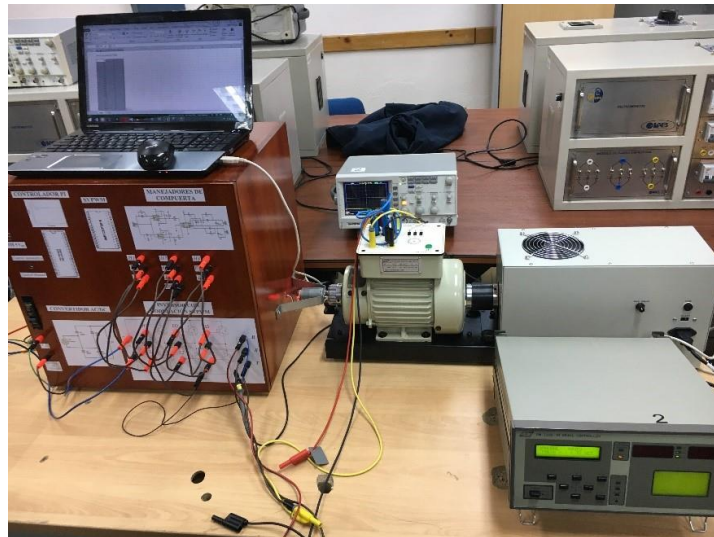
Como se puede observar, al disminuir el voltaje en el bus DC se disminuye la velocidad del motor, pero, el controlador de inmediato eleva la frecuencia compensando dicha perturbación y esto es notorio en el gráfico ya que la velocidad alcanza un pico de 1303 RPM, una vez que el controlador se adapta a la perturbación, la velocidad vuelve a ser estable al igual que la frecuencia fundamental. El tiempo en el que la velocidad es compensada es de 0.65 [s].

4.7.3 Perturbación del sistema por carga variable

La siguiente prueba realizada para comprobar la eficiencia del controlador PI se basa en la perturbación a través de carga variable, para lo cual se utiliza un freno con su respectivo controlador perteneciente al laboratorio de electrónica de potencia.

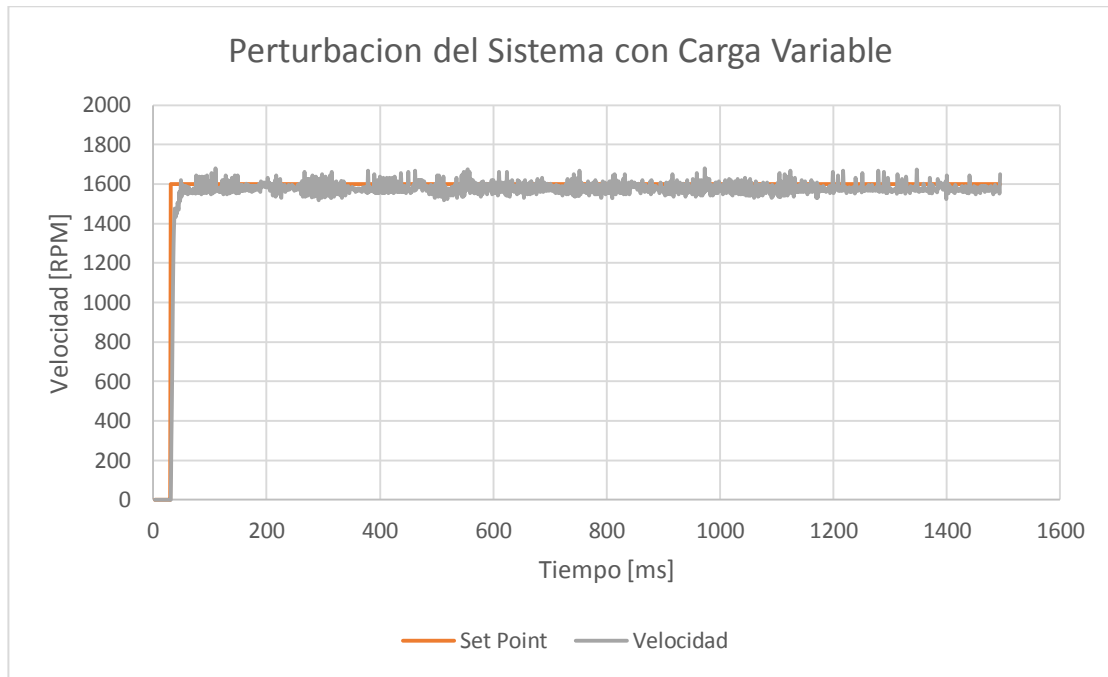
Los parámetros de perturbación se ingresan en el controlador del freno, el cual producirá una fuerza de torsión opuesta al movimiento del motor. Para esto se configura al controlador de tal forma que trabaje en control en lazo cerrado con torque variable, el cual varia de 0.00 [kg-m] a 0.03 [kg-m] con pasos de 0.01 [kg-m] por segundo. El sistema inicia con carga.

Figura 4.13. Acople del motor trifásico con freno y su controlador



Elaborado por: Miguel Aguilar & Felipe Ananganó

Figura 4.14. Datos obtenidos en prueba con carga variable



Elaborado por: Miguel Aguilar & Felipe Ananganó

Como se puede observar en la Figura 4.13, el *SetPoint* se encuentra en los 1600 RPM y la curva de velocidad se encuentra oscilante, esto se debe a que el freno produce una carga fluctuante, aun así, el controlador compensa la variación de carga con variación de frecuencia para mantener estable la velocidad.

La velocidad promedio es de 1575 RPM, lo que genera un error promedio de 1.58 % y una desviación estándar de ± 3.7 RPM, estos resultados indican que las fluctuaciones producidas por la carga son compensadas por el controlador con un offset de -25 RPM.

CAPÍTULO 5

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1 Conclusiones

En la carga de baja potencia y con los estudios realizados de la modulación vectorial por ancho de pulso SVPWM se priorizó el funcionamiento del motor, escogiendo una alineación simétrica con 2 vectores nulos, una frecuencia de conmutación de 20 KHz que permite tener menores vibraciones en el motor y se encuentra en el rango óptimo para la conmutación de los IGBTs usados, además una modulación con 36 vectores intermedios que permite tener una señal de salida definida, se establece el tiempo de activación del vector nulo “ t_0 ” mínimo, obteniendo mayor voltaje de salida y por ende mayor torque en el motor como resultado si se ingresa al módulo 120 [V_{AC}] la salida de voltaje línea línea que alimenta el motor es 120 [V], evitando que el motor reciba mayor o menor voltaje.

La carga a conectar a la salida del inversor es un motor trifásico de inducción de ½ HP, por lo tanto, el módulo SVPWM se diseñó para cargas máximas hasta 2 HP con dispositivos de conmutación IGBTs que aseguran la potencia requerida. También tiene protección antes del disparo en los manejadores de compuertas y la protección tipo red Snubber para prevenir cualquier sobrecarga de corriente o transitorios de voltaje en su funcionamiento.

Se desarrolló un controlador tipo proporcional integral implementado en el microcontrolador PIC18F4550. El diseño se obtuvo mediante el software Matlab gracias a la herramienta PID Tunner, con las pruebas realizadas se determinó que el mejor tipo de control para la planta usada es tipo PI y no se usa el control PID porque la parte derivativa es muy sensible al ruido del sistema proveniente del sensor encoder, haciendo que el sistema sea inestable. El funcionamiento del controlador en lazo cerrado cumple con las características de diseño, con un tiempo de establecimiento promedio de 1.425 [s] cuando su velocidad es menor a 1400 RPM que tiene un error de 0.35 % respecto al tiempo de diseño $t = 1.42$ [s], si la velocidad es mayor de 1400 RPM el controlador aumenta su máximo sobre pico y el tiempo de establecimiento, llegando a un error de 2.82 %. De igual manera el controlador compensa las perturbaciones introducidas de cualquier tipo,

siempre y cuando el motor trabaje en las condiciones definidas por su fabricante que es $V_{LL} = 120 [V_{AC}]$ y $I_n \leq 1.4 [A]$.

Se implementó la técnica de modulación SVPWM en el microcontrolador dsPIC30F3010 por su función característica de control de motores mediante PWM (MC PWM) y su velocidad de procesamiento donde interviene MIPS = 30, y #bits del procesador = 16 bits, se diseñó con una frecuencia de conmutación de 20 [kHz] con tiempo muerto entre la señal “H” y “L” de la misma rama de 4 [μs]. El control se realizó en un PIC18f4550 y mediante comunicación Serial se controla la modulación SVPWM, además, la comunicación USB característica de esta familia de PICs permite implementar una interfaz amigable HMI en un computador.

Se desarrolló una práctica de laboratorio para estudios, pruebas, observación de todas las placas que conforman el proyecto, acceso a los circuitos de potencia y control, una interfaz HMI, todo en conjunto facilita la comprensión de la modulación SVPWM y controlador tipo PI para los estudiantes de Electrónica de la Universidad Politécnica Salesiana.

5.2 Recomendaciones

Al ser un módulo que combina circuitos de potencia y control, se debe tener en cuenta que los posibles daños son muchos y por ello, se detalla por cada parte que conforma el módulo:

- **Convertidor AC/DC**

El módulo consta de un breaker que permite la alimentación a la entrada del convertidor, aparte es importante que en la salida DC se conecte una resistencia en paralelo que sea de potencia o superior a 10 [Watts]. El convertidor tiene un banco de capacitores de 8000 [μ F], es por esta razón que es necesario conectar la resistencia para que los condensadores no se queden cargados de voltaje y evitar cualquier daño.

- **Inversor VSI**

Percatarse que los fusibles que van conectados en cada rama, se encuentren en buen estado, si uno de ellos falla es porque se realizó alguna mala práctica, los valores de los fusibles son de 1 [A] a 250 [V].

No ingresar voltaje al convertidor si el switch de la fuente que alimenta a los circuitos manejadores de compuertas no se encuentra en estado “ON”, porque los IGBTs necesitan voltaje en su compuerta, caso contrario ocurren cortocircuitos.

- **Placa de controladores**

En la placa de controladores comprobar que la comunicación USB y Serial esté correcta, esto se comprueba en los valores del HMI.

- **Circuitos conmutadores de compuerta (Drivers)**

Antes de realizar la conexión de H y L al inversor, comprobar los disparos porque si algún circuito integrado IR2110 se encuentra en mal estado y se alimenta voltaje > 100 [V_{AC}], ocurrirá un daño general de todo el módulo, teniendo que cambiar IGBTs.

Todas las mediciones que se realice con el osciloscopio, se debe realizar parte por parte, el momento de comprobar los drivers no se debe alimentar el inversor, el osciloscopio junta las tierras de los circuitos.

Cuando el modulo esté en pleno funcionamiento solo se podrá ver en el osciloscopio las señales de salida de cada rama, es decir, R, S o T.

BIBLIOGRAFÍA

- Barba Naranjo, D. F., & Ron Sánchez, A. D. (Marzo de 2012). *Construcción e implementación del sistema de control vectorial de orientación de campo directo (DFOC) para un motor trifásico de inducción*. Obtenido de EPN: <http://bibdigital.epn.edu.ec/handle/15000/4592>
- Bhattacharya, S. H. (2016). High Switching Performance of 1700-V, 50-A SiC Power MOSFET Over Si IGBT/BiMOSFET for Advanced Power Conversion Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 4742-4754. doi:10.1109/TPEL.2015.2432012
- Caiza, G., Saeteros, M., Pillajo, C., & Arévalo, G. (05 de 2018). Development of an IEC-61499 PID Control for Industrial Processes Applications. *2018 IEEE Colombian Conference on Communications and Computing (COLCOM)*, 1-5. doi:10.1109/ColComCon.2018.8466706
- Camargo Casallas, E., Garzón González, E. Y., & Pérez Pereira, M. R. (Septiembre de 2010). Vector Control of Induction Motor. *Revisita Visión Electrónica*, 97 - 105. Obtenido de <http://revistas.udistrital.edu.co/ojs/index.php/visele/article/view/281>
- Chakraborty, A. K., & Bhattachaya, B. (2016). Determination of α , β and γ -components of a switching state without Clarke transformation. En *2016 2nd International Conference on Control, Instrumentation, Energy Communication (CIEC)* (págs. 260- 263). doi:10.1109/CIEC.2016.7513764
- Donal Cifuentes, E. U. (03 de 2015). Controladores óptimos, lineales, no lineales y PID. Guatemala: Universidad de San Carlos de Guatemala.
- Galarza, J. C., & Quizhpi, F. (12 de 2014). Diseño e implementación del sistema de control de un inversor multinivel de fuentes independientes, por medio de la modulación vectorial espacial. *Revista Técnica de Energía*, 151-158.
- Ganchozo León, C. A., & Corral Quimi, J. M. (11 de 2017). *Simulación y automatización de los sistemas de arranque para motores trifásicos de corriente alterna*. Obtenido de Universidad Politécnica Salesiana: <https://dspace.ups.edu.ec/handle/123456789/14938>
- García, J. M. (2017). *Teoría y ejercicios prácticos de Dinámica de Sistemas*. Madrid: Ed. Gestión 2000.

- Gil Candelario, M. (Noviembre de 2014). *Estudio de técnicas de modulación vectorial aplicables al convertidor multinivel en cascada*. Obtenido de Tecnológico Nacional de México: https://studylib.es/doc/7255907/tesis-final-y-corregida_mgc
- González, R. L. (2013). Sistema electrónico de control para vehículos eléctricos. *Instituto Politécnico Nacional*, 27 - 28.
- Hart, D. W. (2001). *Electrónica de Potencia*. Prentice Hall.
- Hidalgo Salinas, J. P. (10 de 04 de 2011). *Diseño y Simulación de un inversor trifásico de 0.5 kW aplicando la técnica de modulación de ancho de pulso de vector espacial*. Obtenido de Universidad Católica del Peru: <http://tesis.pucp.edu.pe/repositorio/handle/123456789/818>
- Incorporated, Diodes. (2018). *Diodes*. Obtenido de Datasheet: https://www.diodes.com/assets/Datasheets/products_inactive_data/ds26001.pdf
- Iqbal, A., Lamine, A., & Ashraf, I. (24 de Julio de 2014). *MATLAB/Simulink model of space vector PWM for three-phase voltage source inverter*. Obtenido de IEEE Xplore: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/4218854>
- Jiménez García, E., & Valenzuela Murillo, F. (2017). Determinación de señales de conmutación para activar un inversor trifásico de dos niveles. *JEEOS*, 101- 122. Obtenido de <http://revistas.ujat.mx/index.php/JEEOS/article/view/2179>
- KritiAgrawal, Gandhi1, A., Shah, M. T., & Gojiya, M. V. (2016). Design, Analysis and Realization of SVPWM using Embedded Code Generation Technique for a Three Phase, Two Level Inverter. *International Conference on Electrical Power and Energy Systems (ICEPES IEEE)*, 377 - 382. Obtenido de International Conference on Electrical Power and Energy Systems (ICEPES).
- Londoño Noreña, C. A. (2008). *Análisis y Simulación de algunas estrategias de control SPWM y SVPWM en corriente para un puente inversor*. Obtenido de Universidad Tecnológica de Pereira: <http://repositorio.utp.edu.co/dspace/bitstream/handle/11059/1725/62137L847.p?squence=1>
- MathWorks. (2015). *Control System Toolbox*. Obtenido de <https://la.mathworks.com/products/control/features.html>

- MathWorks. (2015). *Simulación de Sistemas Dinámicos*. Recuperado el 22 de 11 de 2018, de <https://la.mathworks.com/discovery/sistemas-dinamicos.html>
- MCBtec. (12 de 01 de 2008). *EL ENCODER*. Obtenido de MCBtec: http://www.mcbtec.com/pdf/Funcionamiento_Encoder.pdf
- Microchip. (2007). *AllDatasheet*. Obtenido de <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/197618/MICROCHIP/DSPIC30F3010.html>
- Microchip. (2009). *AllDatasheet PIC18F4550*. Obtenido de <http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/93911/MICROCHIP/PIC18F4550.html>
- MikroElektronika. (2018). *Microcontroladores PIC*. Obtenido de <https://www.mikroe.com/ebooks/microcontroladores-pic-programacion-en-c-con-ejemplos/microcontroladores-pic>
- Mohan, N. (2001). *Convertidores, Aplicaciones y Diseño*. México DF: Mc Graw Hill .
- Núñez, J. (2007). *Implementacion de un módulo didáctico para el control y regulación de velocidad*. Obtenido de <http://repositorio.espe.edu.ec/handle/21000/3565>
- Osorio, C. (2015). *Extracción de modelos dinámicos directamente de datos experimentales usando Identificación de Sistemas*. Obtenido de MathWorks: https://la.mathworks.com/videos/extracting-dynamic-models-from-experimental-data-using-system-identification-spanish-100499.html?s_tid=srchtitle
- Pavón Castillo, C. C., & Cruz Arguello, O. A. (12 de 2010). *Historia, Manejo y Aplicaciones de los controladores digitales de señales dsPIC*. Recuperado el 22 de 11 de 2018, de Universidad Nacional de Ingeniería Managua, Nicaragua: <https://electrouni.files.wordpress.com/2010/12/dspic>
- Peña, P. C. (2017). *Unidad 2: Sistemas de control*. Recuperado el 22 de 11 de 2018, de DocPlayer: <https://docplayer.es/55192341-Unidad-2-sistemas-de-control.html>
- Pérez Dorantes, D., & Hernández Ángeles, M. (2013). *Análisis de las técnicas de modulación SPWM y SVPWM en control de inversores trifásicos de dos y tres niveles*. Obtenido de Instituto Tecnológico de Morelia: <https://docplayer.es/52200205-Analisis-de-las-tecnicas-de-modulacion-spwm-y-svpwm-en-control-de-inversores-trifasicos-de-dos-y-tres-niveles.html>

- Pinto Genaro, C. K. (14 de 05 de 2015). *Módulo didáctico para rectificación trifásica*. Guayaquil, Ecuador: Universidad Politécnica Salesiana.
- Polanco, I. A. (2014). Diseño e implementación de un controlador de potencia para la tracion y conexión V2uG. Santiago de Chile : Universidad de Chile .
- Rectifier, I. (2018). *Infeneon* . Obtenido de <https://www.infineon.com/dgdl/irg4pc50ud.pdf?fileId=5546d462533600a401535644885222f4>
- Reyes Pérez , C. X., & Moya Velasco, J. P. (01 de 2018). *Desarrollo de un inversor trifásico con modulación SPWM e interfaz gráfica para el Laboratorio de Electrónica de Potencia*. Obtenido de <http://dspace.ups.edu.ec/handle/123456789/15079>
- Semikron. (2018). *Datasheet octopart*. Obtenido de <https://datasheet.octopart.com/SKN-71/12-Semikron-datasheet-11624864.pdf>
- Tapia Hidalgo, D. N., & Quishpe Cusi, E. M. (Agosto de 2018). *Diseño y Construcción de un módulo de inversión monofásico multinivel de 32 etapas y 27 niveles para el laboratorio de Electrónica de Potencia*. Obtenido de Universidad Politécnica Salesiana: <http://dspace.ups.edu.ec/handle/123456789/16001>
- Torres Santos, E. R., & Bucheli Naranjo, J. L. (21 de Julio de 2017). *Construcción y modelación de un módulo didáctico de muro trombe mediante CFD para fomentar los estudios de la calefacción solar pasiva*. Obtenido de EPN DSpace: <http://bibdigital.epn.edu.ec/handle/15000/17509>
- Vernavá, A. (07 de 2015). Control Vectorial del Motor Asíncrono (SVM - FOC) . Rosario, Santa Fe , Argentina : Universidad Nacional de Rosario .

ANEXOS

Anexo 1: PRÁCTICA DE LABORATORIO MODULACIÓN SVPWM CON CONTROLADOR EN LAZO CERRADO PARA MOTOR TRIFÁSICO

OBJETIVOS

Objetivo general

- Estudiar la modulación SVPWM en inversores trifásicos y comprobar su funcionamiento con un motor trifásico y controlador realimentado

Objetivos específicos

- Observar las características de las señales SVPWM del microprocesador dsPIC.
- Comprobar el funcionamiento de los circuitos manejadores de compuertas para los dispositivos interruptores de potencia IGBTs
- Analizar las señales de salida trifásicas del inversor trifásico para comprobar su amplitud, frecuencia y desfase.
- Verificar el funcionamiento del controlador en lazo cerrado para la velocidad del motor trifásico del laboratorio de Electrónica de Potencia

EQUIPO NECESARIO

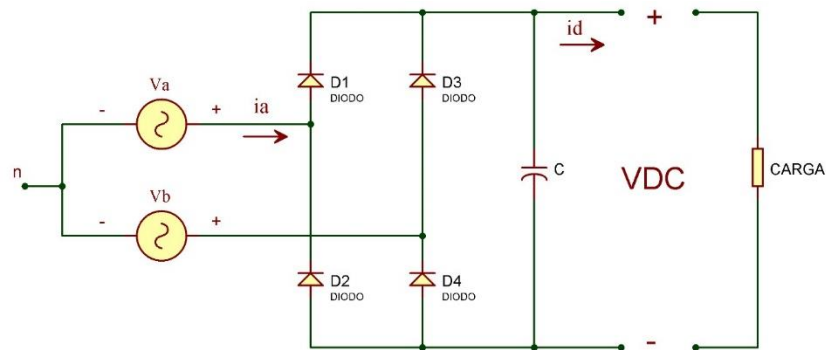
- Módulo SVPWM
- Osciloscopio
- 2 puntas de osciloscopio normales
- 1 punta de osciloscopio x10
- Computador
- Motor trifásico

MARCO TEÓRICO

- Convertidor AC-DC

El proceso que convierte una señal alterna (AC) a una señal continua (DC) es conocido como rectificación, este proceso utiliza diodos para que la corriente se dirija en un único sentido y de esta forma convertir la señal de entrada sinusoidal en una señal de salida constante mediante el circuito que se muestra en la Figura 1.

Figura 1. Circuito Convertidor AC – DC

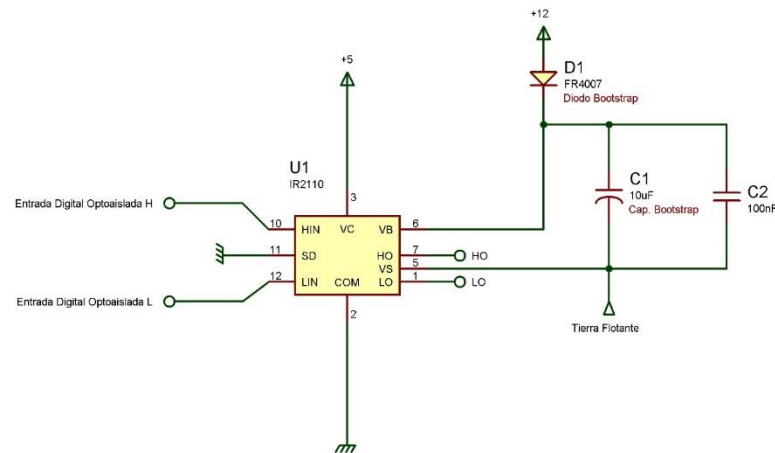


Elaborado por: Felipe Ananganó & Miguel Aguilar

- Circuito de excitación

El circuito de excitación es el encargado de conmutar los dispositivos semiconductores de potencia. Algunas topologías de convertidores como los inversores, que tienen la configuración de medio puente y están compuestos tanto de un conmutador del lado alto como uno de lado bajo, se necesita que el circuito de excitación del dispositivo semiconductor de potencia del lado alto sea flotante con respecto a la masa del circuito a causa de los elevados niveles de tensión. Para esto se utilizan circuitos denominados Bootstrap (Figura 2), los cuales se basan en la creación de una tierra flotante momentánea a través de la carga y descarga de un capacitor.

Figura 2. Circuito Bootstrap



Elaborado por: Felipe Ananganó & Miguel Aguilar

- **Sistemas de control**

La tecnología de control, viene de la mano con la automatización de procesos o sistemas industriales, domésticos, entre otros. Juega un papel importante en el avance de la tecnología.

El control automático ha permitido que empresas mejoren su sistema de desarrollo evitando que exista trabajo manual en tareas repetitivas o peligrosas, logrando con esto tener una producción con más economía. (Peña, 2017)

Un sistema de control consta de diferentes elementos que actúan entre sí para llegar a un objetivo común, el cual es garantizar estabilidad del sistema y actuar de manera eficiente a perturbaciones de cualquier tipo. (Peña, 2017)

- **SVPWM**

Sus siglas en inglés son Space Vector Pulse Wide Modulation que en español significa modulación de ancho de pulso del vector espacio, normalmente es llamado modulación vectorial para inversores trifásicos. Una de las principales características es que todo el sistema trifásico es representado por un solo vector. La técnica SVPWM trata que mediante tiempos y un orden determinado se selecciona los estados de conmutación de

los interruptores del inversor en cada periodo existente. (Barba Naranjo & Ron Sánchez, 2012)

- Tiempos de conmutación

El vector de referencia \vec{V}_{ref} puede ser representado en el plano complejo pero solo con sus tres vectores más cercanos para obtener un mejor entendimiento y las ecuaciones o análisis matemático necesario para su implementación. Según esta representación, las ecuaciones para determinar los tiempos de activación de cada vector son: (Iqbal, Lamine, & Ashraf, 2014)

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} V_{ref} T_s}{V_{cc}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \quad \text{Ec. (1.1)}$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3} T_s V_{ref}}{V_{cc}} \sin \alpha \quad \text{Ec. (1.2)}$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad \text{Ec. (1.3)}$$

Donde:

T_s : Periodo en cada sector

f : Frecuencia de la señal senoidal del sistema, divide para 6 porque son 6 sectores

$|\vec{V}_{ref}| = V_{ref}$: Módulo del vector de referencia

α : Ángulo entre el vector de referencia y el vector director \vec{V}_1 sus valores esta entre 0° y 60°

$\frac{\pi}{3}$: Ángulo entre los dos vectores directores, es igual a 60°

T_1 : Tiempo de aplicación del vector director \vec{V}_1

T_2 : Tiempo de aplicación del vector director \vec{V}_2

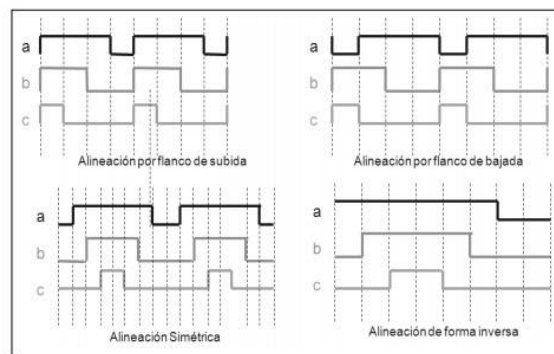
T_0 : Tiempo de aplicación del vector nulo \vec{V}_0 o \vec{V}_7

- Secuencia de Conmutación

En la distribución de los ciclos de trabajo depende mucho el tiempo de activación de los vectores nulos, en el hecho de que se pueden aplicar los dos vectores o uno solo, el uso de

dos vectores nulos minimiza el contenido de armónicos en la señal pero las pérdidas de conmutación aumenta, mientras que con un solo vector minimiza las pérdidas de conmutación pero los armónicos aumentan, se llega a una controversia y se debe escoger el tipo de secuencia según la aplicación asignada del inversor, comúnmente, cuando se trata de transformación de bloques de grandes potencias es recomendable el uso de un solo vector nulo para conmutar. Se tiene 4 diferentes tipos, que se puede observar en la Figura 3: (Barba Naranjo & Ron Sánchez, 2012)

Figura 3. Tipos de alineaciones con 2 vectores nulos



Fuente: (Camargo Casallas, Garzón González, & Pérez Pereira, 2010)

El módulo SVPWM utiliza 2 vectores nulos y en la Figura 4 se presenta la secuencia que realiza:

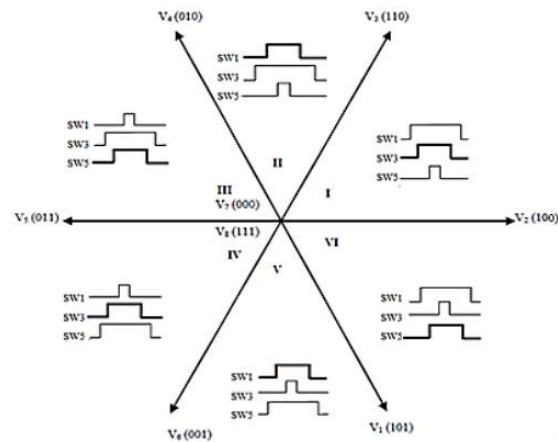
Figura 4. Secuencia de vectores usando 2 vectores nulos

SECUENCIA DE VECTORES EN CADA ZONA	
ZONA	SECUENCIA
1	V0-V1-V2-V7-V2-V1-V0
2	V0-V3-V2-V7-V2-V3-V0
3	V0-V3-V4-V7-V4-V3-V0
4	V0-V5-V4-V7-V4-V5-V0
5	V0-V5-V6-V7-V6-V5-V0
6	V0-V1-V6-V7-V6-V1-V0

Fuente: (Londoño Noreña, 2008)

Con ello las formas de las señales de salida en cada sector serían:

Figura 5. Alineación simétrica completa para los 6 sectores

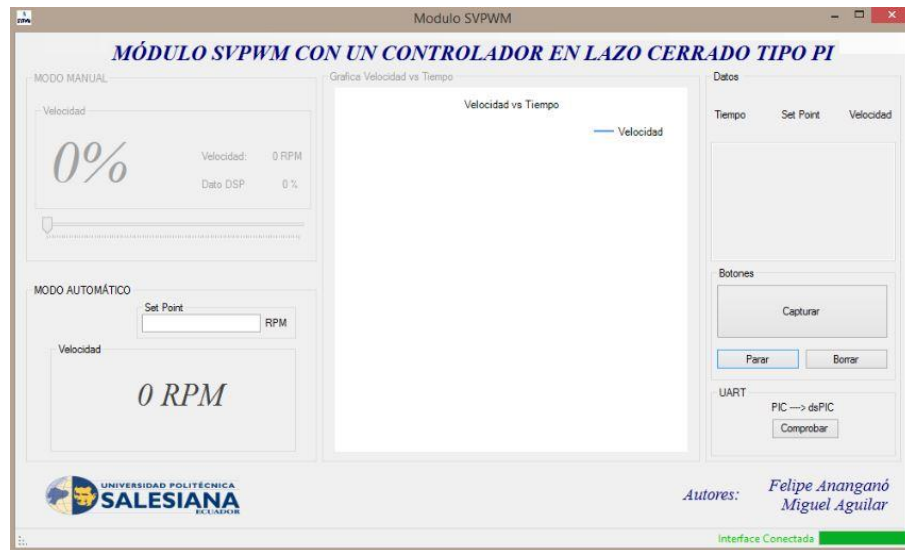


Fuente: (Jiménez García & Valenzuela Murillo, 2017)

DESARROLLO

1. Instalar el archivo ejecutable del CD o Memory USB con el nombre de “Modulo SVPWM”.exe, seguir todos los pasos hasta que se abra la siguiente pantalla de la interfaz HMI.

Figura 6. Pantalla HMI



Elaborado por: Felipe Ananganó & Miguel Aguilar

2. Conectar el cable USB proveniente del módulo. Una vez que el cable se encuentre conectado, conectar el cable de poder del módulo ubicado en la parte inferior

izquierda. Variar hasta 50 % en la pantalla HMI y dar click en comprobar la comunicación Serial, se desplegará un mensaje en la pantalla, como se muestra en la Figura 7. Según el estado donde se encuentre el switch de control, los bloques se bloquean y desbloquean.

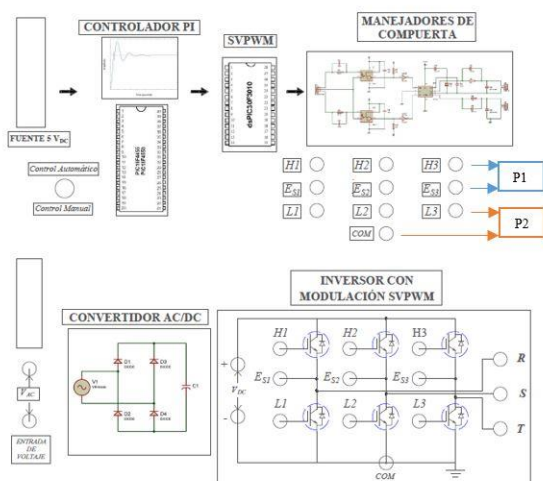
Figura 7. Comunicación Serial exitosa



Elaborado por: Felipe Ananganó & Miguel Aguilar

3. Activar el switch de encendido de los drivers manejadores de compuerta ubicado en la parte inferior izquierda del módulo.
4. Escoger el modo “CONTROLADOR MANUAL”, las variables de este modo deben activarse. Conectar dos puntas de osciloscopio, la primera entre ES1 – H1 (tierra en ES1 que es el circuito bootstrap) y la segunda entre COM – L1 (tierra en COM), como se muestra en la Figura 8.

Figura 8. Parte delantera módulo conexión puntas de osciloscopio

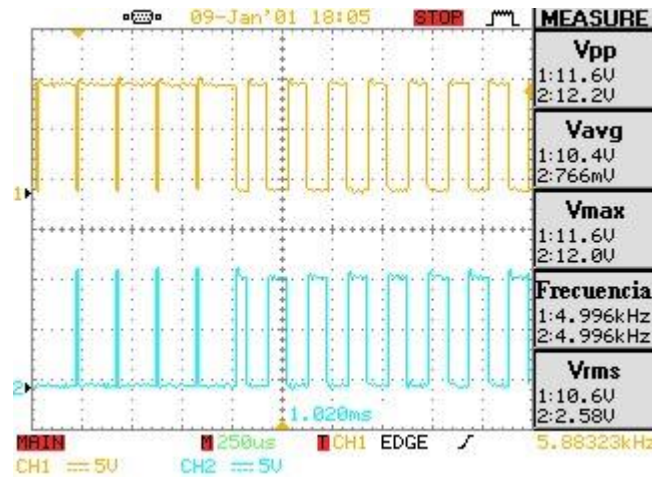


Elaborado por: Felipe Ananganó & Miguel Aguilar

5. Observar los disparos tanto de la salida alta “H” y de la salida baja “L” de los 3 manejadores de compuertas IR2110, comprobar que en las tres ramas los disparos sean el complemento uno del otro.

Se recomienda poner el tiempo del osciloscopio en 250 μs y la gráfica debe ser igual a la Figura 9, obtener datos y llenar la Tabla 2.

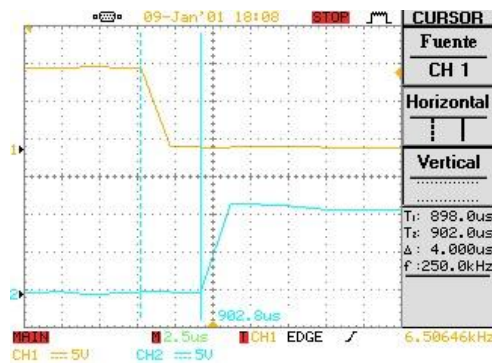
Figura 9. Señales complementarias SVPWM



Elaborado por: Felipe Ananganó & Miguel Aguilar

6. En cualquiera de las tres ramas, colocar el osciloscopio en tiempo de muestreo 2.5 μs y determinar mediante cursores el tiempo muerto entre las señales. La Figura 10 muestra un ejemplo del tiempo muerto. Obtener el dato y llenar la Tabla 3.

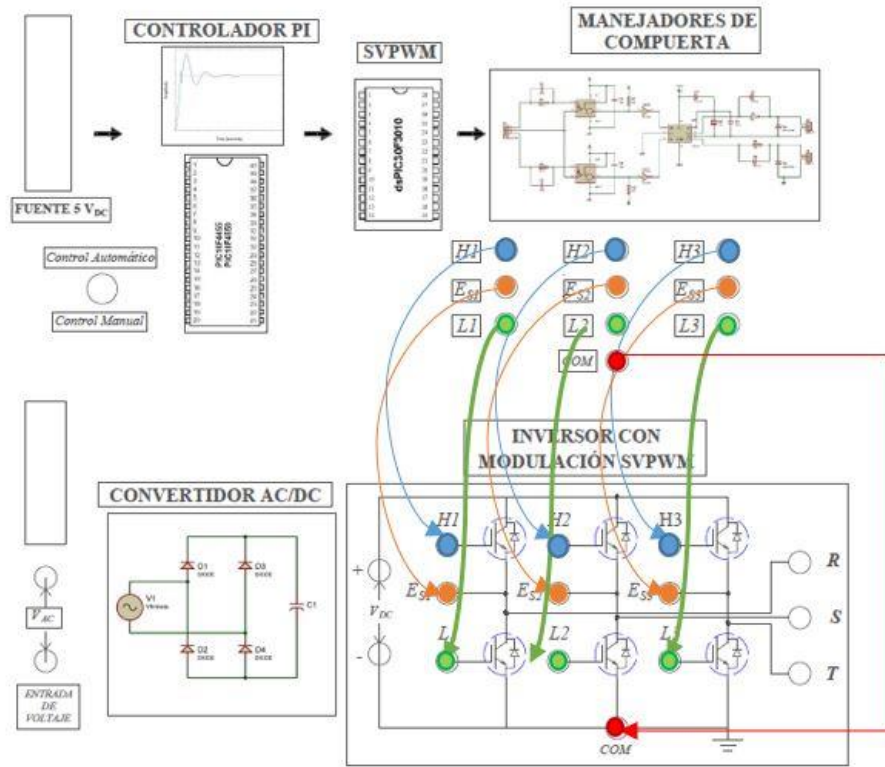
Figura 10. Señales para observar tiempo muerto



Elaborado por: Felipe Ananganó & Miguel Aguilar

- Una vez obtenidos los valores del circuito manejador de compuertas IR2110, en la interfaz HMI, enviar un valor del 0% y conectar en el módulo las salidas H, Es, L y COM respectivamente como se muestra en la siguiente figura.

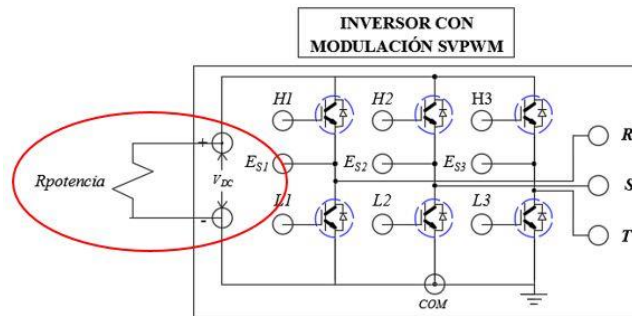
Figura 11. Parte delantera módulo conexión manejador de compuertas con inversor



Elaborado por: Felipe Ananganó & Miguel Aguilar

PRECAUCIÓN: Desconectar todas las puntas de osciloscopio, conectar la alimentación de la fuente AC y la resistencia de potencia tal como se muestra en la Figura 12, de igual manera conectar voltímetros para observar los voltajes de entrada y salida del convertidor AC/DC. Si no se desconectan las puntas de osciloscopio ocurren cortocircuitos porque se unen las tierras de control y potencia.

Figura 12. Conexión resistencia

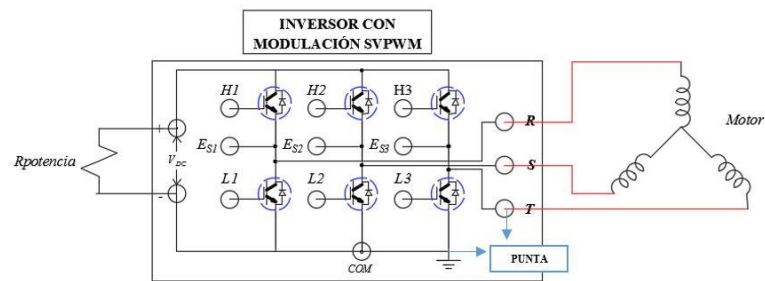


Elaborado por: Felipe Ananganó & Miguel Aguilar

Tener en cuenta que el módulo trabaja con cualquier voltaje de entrada AC, pero se recomienda que para conectar al motor trifásico el voltaje de entrada sea 120 [V_{AC}].

8. Conectar las salidas R, S y T al motor trifásico, tal como se indica en la Figura 13, de igual manera una punta de osciloscopio con multiplicador x10 en cualquier línea.

Figura 13. Conexión motor

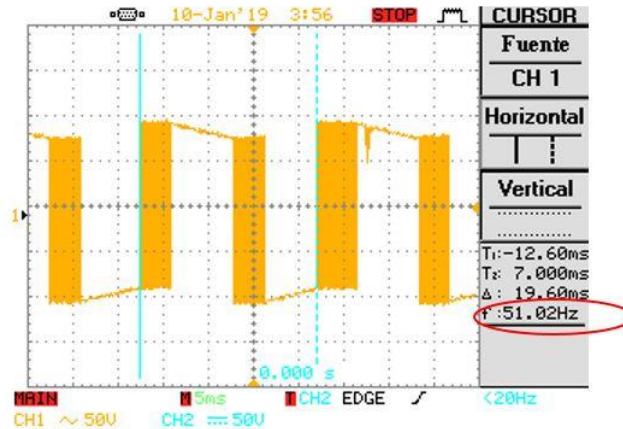


Elaborado por: Felipe Ananganó & Miguel Aguilar

9. Una vez conectado todo el módulo SVPWM, variar el slider del HMI y comprobar la variación de velocidad del motor trifásico de inducción, colocar el setpoint a 80% y llenar las Tablas 4 y 5 con los valores del osciloscopio en "Measure", de igual manera completar la Tabla 6 colocando el osciloscopio en tiempo en 5 [ms] medir la frecuencia mediante cursores y la velocidad que indica el HMI con el setpoint al 80%. La Figura 14, muestra un ejemplo de la onda resultante y la obtención de su frecuencia.

10. Para completar la Tabla 7, colocar el setpoint al porcentaje deseado y determinar la frecuencia en que se encuentra.

Figura 14. Señal resultante de fase, medición frecuencia



Elaborado por: Felipe Ananganó & Miguel Aguilar

11. Una vez comprobado el funcionamiento manual, poner 0% de velocidad y cambiar el switch a “CONTROLADOR AUTOMÁTICO”.
12. Ingresar en el cuadro de setpoint cualquier velocidad deseada a partir de 500 RPM, y para llenar la Tabla 8 asignar una velocidad de 1200 RPM.
13. La pantalla HMI puede capturar datos, para determinar de mejor manera el tiempo de establecimiento, en caso de necesitar su uso, presionar “CAPTURAR” antes de enviar el dato de setpoint y parar de capturar cuando el sistema se encuentre estable.
14. Apagar el módulo empezando por el ingreso de voltaje AC, medir que el voltaje DC en la resistencia disminuya, una vez que el voltaje sea menor de 10 [V_{DC}] apagar todo el módulo y contestar las preguntas finales de la práctica.

ANÁLISIS Y RESULTADOS

Anotar los valores del convertidor AC-DC.

Tabla 1. Datos de Voltaje Convertidor AC-DC

Señal	Voltaje [V]
Entrada AC	
Salida DC	

Elaborado por: Felipe Ananganó & Miguel Aguilar

Anotar valores de voltaje pico a pico de la salida del circuito bootstrap.

Tabla 2. Datos de Voltaje de circuito Bootstrap

Señal	Voltaje _{p-p} [V]
H1	
L1	
H2	
L2	
H3	
L3	

Elaborado por: Felipe Ananganó & Miguel Aguilar

Hallar el valor de tiempo muerto.

Tabla 3. Dato de tiempo muerto

Tiempo muerto [us]

Elaborado por: Felipe Ananganó & Miguel Aguilar

Anotar el Voltaje pico a pico en acoplo DC para las fases cualquier fase.

Tabla 4. Datos de Voltaje de Fase

Señal	Voltaje_{p-p} [V]
Fase	

Elaborado por: Felipe Ananganó & Miguel Aguilar

Anotar el Voltaje rms en una fase del motor

Tabla 5. Datos de Voltaje de Fase

Señal	Voltaje_{rms} [V]
V _{U1-U2}	

Elaborado por: Felipe Ananganó & Miguel Aguilar

Anotar los valores de Frecuencia y Velocidad con un setpoint de 80%

Tabla 6. Datos de frecuencia y velocidad a 80%

Señal	Datos de interfaz HMI
Frecuencia	[Hz]
Velocidad	[RPM]

Elaborado por: Felipe Ananganó & Miguel Aguilar

Anotar los valores de Frecuencia y Velocidad con cualquier setpoint diferente de 80%.

Tabla 7. Datos de Frecuencia y velocidad

Señal	Datos de interfaz HMI
Setpoint	[%]
Frecuencia	[Hz]
Velocidad	[RPM]

Elaborado por: Felipe Ananganó & Miguel Aguilar

Encontrar el tiempo de establecimiento y máximo sobre pico a través de los datos de la interfaz gráfica con un *setpoint* de 1200 RPM.

Tabla 8. Datos del controlador

Señal	Datos de interfaz HMI
ts	[s]
Mp	%

Elaborado por: Felipe Ananganó & Miguel Aguilar

¿Por qué es necesario dar un tiempo muerto entre la conmutación del lado alto y la del lado bajo en los dispositivos semiconductores de potencia IGBT de la misma rama?

.....
.....

¿La curva de Velocidad Vs Frecuencia es lineal? Si, No, ¿Por qué?

.....
.....

Según los resultados de las Tablas 6 y 7. ¿Qué variable eléctrica interviene para que el motor varíe su velocidad?

.....

Anexo 2: DEMOSTRACIÓN Y REPRESENTACIÓN DEL SISTEMA TRIFÁSICO EN EL PLANO VECTORIAL

El sistema trifásico de tensiones puede expresarse por la ecuación:

$$V_R(t) + V_S(t) + V_T(t) = 0$$

Esta se aplica cuando uno de los ejes tridimensional se proyecta con la misma dirección en un eje bidimensional y existe una separación de 120° entre cada eje. (Iqbal, Lamine, & Ashraf, 2014). Para encontrar el vector de control se empieza por las ecuaciones de cada una de las fases:

$$V_R(t) = V_{pp} \text{sen}(\omega t)$$

$$V_S(t) = V_{pp} \text{sen}(\omega t - \varphi)$$

$$V_T(t) = V_{pp} \text{sen}(\omega t + \varphi)$$

Donde:

$$\varphi = \frac{2\pi}{3} = 120^\circ$$

$$\omega = 2\pi f$$

V_{pp} : Voltaje de entrada pico pico

f : Frecuencia del sistema

Las ecuaciones son expresadas en función coseno ya que da el mismo resultado de las 3 señales de salida y se tiene: (Camargo Casallas, Garzón González, & Pérez Pereira, 2010)

$$V_R(t) = V_{pp} \cos(\omega t)$$

$$V_S(t) = V_{pp} \cos(\omega t - \varphi)$$

$$V_T(t) = V_{pp} \cos(\omega t + \varphi)$$

El sistema trifásico se expresa en la siguiente ecuación con el desfase de 120° y mediante la fórmula de Euler con funciones exponenciales, se obtiene el vector resultante de las 3 señales trifásicas:

$$\vec{V}(t) = \frac{2}{3} \left[V_R(t) + V_S(t) e^{-j\omega \frac{2\pi}{3}} + V_T(t) e^{j\omega \frac{2\pi}{3}} \right]$$

Donde:

$\frac{2}{3}$: Coeficiente o factor de escala aplicado para que el módulo coincida con el módulo de los vectores de cada fase.

Reemplazando las ecuaciones de cada fase en función de cosenos en la ecuación de Euler:

$$\vec{V}(t) = \frac{2}{3} \left[V_{pp} \cos(\omega t) + V_{pp} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) e^{-j\omega \frac{2\pi}{3}} + V_{pp} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) e^{j\omega \frac{2\pi}{3}} \right]$$

a) Fórmula de Euler: $e^{\pm jx} = \cos x \pm j \sin x$

b) Ecuación de ángulo doble: $\cos(x \pm y) = \cos x * \cos y \mp \sin x * \sin y$

Aplicando los teoremas descritos (literales a y b) y reemplazando $\omega t = k$ se tiene:

$$\begin{aligned} \vec{V}(t) = \frac{2 V_{pp}}{3} & \left[\cos k + \left(\cos k \cos \frac{2\pi}{3} + \sin k \sin \frac{2\pi}{3} \right) \left(\cos \frac{2\pi}{3} - j \sin \frac{2\pi}{3} \right) \right. \\ & \left. + \left(\cos k \cos \frac{2\pi}{3} - \sin k \sin \frac{2\pi}{3} \right) \left(\cos \frac{2\pi}{3} + j \sin \frac{2\pi}{3} \right) \right] \end{aligned}$$

Resolviendo:

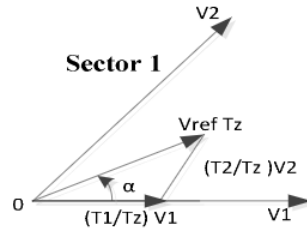
$$\begin{aligned} \vec{V}(t) &= \frac{2 V_{pp}}{3} \left[\frac{3}{2} (\cos k + j \sin k) \right] \\ \vec{V}(t) &= V_{pp} * e^{j\omega t} \end{aligned}$$

La ecuación final demuestra que un solo vector representa las tres señales de fase de un inversor trifásico, el vector gira a una velocidad ω constante y con magnitud V_{pp} . (Camargo Casallas, Garzón González, & Pérez Pereira, 2010)

Anexo 3: DEMOSTRACIÓN TIEMPOS DE CONMUTACIÓN

El vector de referencia \vec{V}_{ref} puede ser representado en el plano complejo pero solo con sus tres vectores más cercanos para obtener un mejor entendimiento y las ecuaciones o análisis matemático necesario para su implementación. (Iqbal, Lamine, & Ashraf, 2014)

Figura 1. Diagrama fasorial en el sector 1



Fuente: (Pérez Dorantes & Hernández Ángeles, 2013)

Según la Figura 1 el vector espacial puede definirse de la siguiente manera:

$$T_Z \vec{V}_{ref} = (T_1 \vec{V}_1 + T_2 \vec{V}_2)$$

Escrita en función de senos y cosenos.

$$T_Z |\vec{V}_{ref}| \begin{bmatrix} \cos \alpha \\ \sin \alpha \end{bmatrix} = T_1 \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos \frac{\pi}{3} \\ \sin \frac{\pi}{3} \end{bmatrix}$$

$$T_Z = T_s = \frac{1}{6 * f}$$

Donde:

T_s : Periodo en cada sector

f : Frecuencia de la señal senoidal del sistema, divide para 6 porque son 6 sectores

$|\vec{V}_{ref}|$: Módulo del vector de referencia

α : Ángulo entre el vector de referencia y el director \vec{V}_1 sus valores van entre 0° y 60°

$\frac{\pi}{3}$: Ángulo entre los dos vectores directores, es igual a 60°

Resolviendo la ecuación del vector espacial en función de senos y cosenos con matrices tenemos dos ecuaciones:

$$T_s \cos \alpha * V_{ref} = T_1 \frac{2}{3} V_{cc} + T_2 \frac{2}{3} V_{cc} \cos \frac{\pi}{3}$$

$$T_s \sin \alpha * V_{ref} = T_2 \frac{2}{3} V_{cc} \sin \frac{\pi}{3}$$

Despejando T_2 :

$$T_2 = \frac{3}{2} * \frac{T_s \sin \alpha V_{ref}}{V_{cc} * \sin \frac{\pi}{3}}$$

Sustituyendo T_2 :

$$T_s \cos \alpha * V_{ref} = T_1 \frac{2}{3} V_{cc} + \left(\frac{3}{2} * \frac{T_s \sin \alpha * V_{ref}}{V_{cc} \sin \frac{\pi}{3}} \right) \left(\frac{2}{3} V_{cc} \cos \frac{\pi}{3} \right)$$

$$T_1 \frac{2}{3} V_{cc} = V_{ref} T_s \left[\frac{\left(\sin \frac{\pi}{3} \cos \alpha \right) - \left(\sin \alpha \cos \frac{\pi}{3} \right)}{\sin \frac{\pi}{3}} \right]$$

$$T_1 = \frac{3 V_{ref} T_s \sin \left(\frac{\pi}{3} - \alpha \right)}{2 V_{cc} \sin \frac{\pi}{3}}$$

Sabiendo que: $\sin \frac{\pi}{3} = \frac{\sqrt{3}}{2}$ y $\cos \frac{\pi}{3} = \frac{1}{2}$ se tiene:

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} V_{ref} T_s}{V_{cc}} \sin \left(\frac{\pi}{3} - \alpha \right)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3} T_s V_{ref}}{V_{cc}} \sin \alpha$$

Como $T_s = T_0 + T_1 + T_2$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2$$

Donde:

T_1 : Tiempo de aplicación del vector director \vec{V}_1

T_2 : Tiempo de aplicación del vector director \vec{V}_2

T_0 : Tiempo de aplicación del vector nulo \vec{V}_0 o \vec{V}_7

Anexo 4: ALGORITMO CONTROLADOR PI

Algoritmo del controlador PI realizada en el software mikroC PRO for PIC en el microcontrolador PIC 18F4550.

```
// Memoria RAM reservada para el USB
unsigned char leerUSB[64] absolute 0x500;
unsigned char escribirUSB[64] absolute 0x540;
unsigned char reservarUSB[256] absolute 0x400;

// Inicialización de variables
unsigned char cont=0,treloj=0,tH=0;
int sumaH, sumaL, enviaSerial = 0;
unsigned short int var1=0;

void interrupt() {
    Usb_Interrupt_Proc(); //mantiene la comunicacion usb

    if(TMR0IF_bit){
        TMR0L = 217; // Timer a 100ms
        TMR0H = 0;
        tH++;
        if(tH==192){
            escribirUSB[2] = TMR0H; // Envía el valor del contador TMR0
            escribirUSB[1] = TMR0L;
        }

        tH=0;
        var1 = 5;
        sumaL = TMR0L;

        if (TMR0H == 1) {
            sumaH = 256;
        } else if (TMR0H == 2) {
            sumaH = 512;
        } else if (TMR0H == 4) {
            sumaH = 1024;
        } else sumaH=0;

        TMR0L = 0;
        TMR0H = 0;

        treloj++; // tiempo para reloj
        escribirUSB[3] = treloj;
    }

    TMR0IF_BIT = 0;
}

if(TMR0IF_bit){
    TMR0L = 0;
    TMR0H = 0;
    TMR0IF_bit = 0;
}

void inicio(){
    // Inicialización de puertos a utilizar
    TRISB = 0;
    Trisa.f4 = 1;
    Trisc.f0 = 1;
    Trisd.f0 = 1;

    Intcon = 0b11100000; // Habilita interrupciones externas y TMR0

    if(numbytes != 0){ // Si hay un dato proveniente del USB
        datoLlega = leerUSB[0]; // Lee el dato y asigna en una variable
    }

    setpoint = datoLlega * 10.0; // Dato de velocidad x10

    if (portd.b0 == 0) var2 = 5;

    if (setpoint == 0) {
        var1=10;
        var2 = 10;
        entero = 0;
        control = 0;
    }

    // CONTROLADOR PI
    if (var1 == 5 && var2 == 5){
        rpm = (sumaL + sumaH) * 6;

        error = setpoint - rpm;
        kp1 = kp * (varA + 1) * error;
        kp2 = kp * (varA - 1) * error1;

        out = out1 + kp1 + kp2;

        error1 = error;
    }
}

// CONFIGURACIÓN TIMER 0 COMO TEMPORIZADOR
TOCON.T0SBIT = 1; // Selección de temporizador de 8 bits
TOCON.T0CS = 0; // Modo contador
TOCON.T0PSA = 0; // Activación de preescaler
TOCON.T0PS0 = 1; // Selección preescaler 1:64
TOCON.T0PS1 = 0;
TOCON.T0PS2 = 1;

// CONFIGURACION TIMER 1 COMO CONTADOR
T1CON.RD16 = 0; //Lectura / escritura en modos independientes 8 bits
T1CON.T1RUN = 0; // Usa el oscilador principal
T1CON.T1CKPS0 = 0; // Preescaler 1:1
T1CON.T1CKPS1 = 0;
T1CON.T1OSCEN = 0; // Desactivado oscilador interno
T1CON.T1SYNCS = 1;
T1CON.TMR1CS = 1; // Incrementa con el pin T13CKI

TMR1L = 0; // Timer 100 ms
TMR1H = 0;

TMR1L = 0; // Encerar variables del temporizador 1
TMR1H = 0;

TMR1IE_bit = 1; // Habilita interrupciones de timers
TMR1IF_bit = 1;

TMR1ON_bit = 1; // Encender timers
TMR1ON_bit = 1;

UART1_Init(4800); //Habilita comunicación Serial con velocidad 4800 baudios
UART1_Write(enviaSerial);
delay_ms(100);

HID_Enable(&leerUSB,&escribirUSB); //Habilita lectura y escritura de USB
delay_ms(100);

UART1_Write(enviaSerial);

void main() {
    // Inicialización de variables
    double error, error1, error2 = 0, control, out, out1, T = 0.1, rpm;
    char numbytes;
    int datoLlega, entero, decimal, setpoint;
    unsigned short int var2, var3;
    double varA=0.000009506, kp = 0.01, kp1=0, kp2=0, T1= 5259.836;

    inicio();
    PORTB = 0;

    while(1){
        numbytes = HID_Read(); // indica los numeros de bytes q manda la PC
    }
}
```

```

150     if (error < 1.0 && error > -1.0 ){
        control = control;
    } else control = control + out;

    out1 = out;
    // Limitación de valores máximos y mínimos
    if (control >= 130) control = 130;
    if (control <= 10 && control > 0) control = 10;
    if (control < 0) control = 0;

    entero = control;
    decimal = (control - entero) * 100;
    escribirUSB[5] = entero;
    escribirUSB[6] = decimal;
    var1 = 10;
}

// Envía dato si el controlador es automático
if (portd.b0 == 0) {
    enviaSerial = entero;
    var3 = 10;
}

170 }

// Envía dato si el controlador es manual
if (portd.b0 == 1) {
    var2 = 10;
    var3 = 0;
    if (datoLlega <= 10 && datoLlega > 0) datoLlega = 10;
    enviaSerial = datoLlega;
}

180 // Comunicación Serial envía y recibe el dato
if (UART1_Data_Ready() == 1){
    escribirUSB[7] = UART1_Read();
    UART1_Write(enviaSerial);
}

    escribirUSB[10] = var3;

    while(!HID_Write(&escribirUSB, 64)); // Escribe el buffer al USB

190 }
}

```

Anexo 5: ALGORITMO SVPWM

Algoritmo de modulación SVPWM desarrollado en el software mikroC PRO for dsPIC en el microcontrolador dsPIC30F3010

```

// Inicialización de variables
double fr, Tr, ts, tsector, t1,t2,t3, cont=0.0, m=1, w=0, alfa=0;
double frecuencia = 0, decimal =0;
unsigned int sector=1;
int entero;

// Inicialización de funciones a utilizar
void inicio();
void calculo();
void tiempos( double t);
10 void interrupt() iv IVT_ADDR_PWMINTERRUPT ias ICS_AUTO {
// Código en interrupción
if (PWMIF_bit == 1){
cont = cont + 0.00005; // acumulador de periodo para cada sector 1/20KHz
PWMIF_bit = 0;
}
}

// Función donde ocurren las interrupciones

void main() {
inicio();
while(1){

```

```

fr = frecuencia;
Tr = 1/fr;
30 tsector = Tr * 0.16666666; // se divide el periodo en 6 sectores
w = 6.2831 * fr; // determina el angulo  $\omega = 2\pi$ 
ts = tsector * 0.16666666; // determina el tiempo en cada sector

while( frecuencia == fr ) {

if (UART1_Data_Ready() == 1){ // recibe el dato de UART
entero = UART1_Read(); // lee el dato
UART1_Write(entero); // reenvia para comprobar comunicación
}

frecuencia = entero;
calculo();
}
}
50

```

```

void inicio(){
// CONFIGURACIÓN DE PUERTOS
PORTB = 0;
PORTC.BO = 0;

//CONFIGURACIÓN DEL MSC PWM
PTCONbits.PTCKPS=0b00; // Prescaler de PWM 1:1
PTCONbits.PTMOD = 0b10; // modo alineado al centro
60 PWMCON1bits.PMOD3 = 0; // Modo complementario
PWMCON1bits.PMOD2 = 0;
PWMCON1bits.PMOD1 = 0;

PWMCON1bits.PEN3H = 1; // Activar salidas en alto
PWMCON1bits.PEN2H = 1;
PWMCON1bits.PEN1H = 1;

PWMCON1bits.PEN3L = 1; // Activar salidas en bajo
PWMCON1bits.PEN2L = 1;
PWMCON1bits.PEN1L = 1;
70

DTCONbits.DTAPS = 0b00; // Prescaler de tiempo muerto 1:1
DTCONbits.DTA = 20; // Valor de tiempo muerto 4 us

PWMIE_bit = 1; // Habilitar interrupción

```

```

80 PWMIF_bit = 0; // Encerzar interrupción
PTPER = 499; // Valor de registro para que Fpwm = 20 KHz
PTEN_bit = 1; // Inicio de MCPWM
UART1_Init(4800); // Velocidad de comunicación UART
Delay_ms(100); // Tiempo para estabilizar la comunicación
UART1_Write(entero); // envia dato
90 return;
}

void calculo(){
if (cont >= tsector){ // Determina si se cumple el tiempo por sector y acumula
sector++;
cont=0;
}
100 if (sector == 7) {
sector = 1;
}

alfa = w * cont; // Determina la posición del vector de referencia
tiempos(alfa); // Función para calcular tiempos

```

```

tiempos(alfa); // Función para calcular tiempos
switch (sector){ // Dependiendo del sector asigna los ciclos útiles PWM
110 case 1:
PDC1 = (t1+t2+t3);
PDC2 = (t2+t3);
PDC3 = t3 ;
break;

case 2:
PDC1 = (t1 + t3);
PDC2 = (t1+ t2 + t3);
PDC3 = t3 ;
break;
120 case 3:
PDC1 = t3 ;
PDC2 = (t1 + t2+ t3);
PDC3 = ( t2 + t3);
break;

```

```

130 case 4:
PDC1 = t3 ;
PDC2 = (t1 + t3);
PDC3 = (t1 + t2 + t3);
break;

case 5:
PDC1 = (t2+ t3) ;
PDC2 = t3 ;
PDC3 = (t1 + t2 + t3 );
break;
140 case 6:
PDC1 = (t1 + t2 + t3) ;
PDC2 = t3 ;
PDC3 = (t1 + t3);
break;

default: break;
150 }

return;
}

```

```

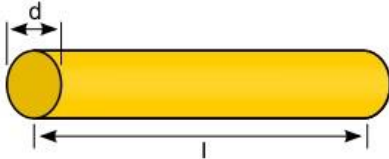
* void tiempos( double t){
*
* // Cuando el vector se encuentra en el espacio 1/6 de cada sector
* if ( t >= 0 && t <= 0.087226){
160
*   t1= 1.638304* PTPER;
*   t2 = 0.174312 * PTPER;
*   t3 = 0.093692* PTPER;
*
* }
*
* // Cuando el vector se encuentra en el espacio 2/6 de cada sector
* if ( t > 0.087226 && t <= 0.261799){
*   t1= 1.414214* PTPER;
*   t2 = 0.517638 * PTPER;
*   t3 = 0.034074* PTPER;
*
* }
170
* // Cuando el vector se encuentra en el espacio 3/6 de cada sector
* if ( t > 0.261799 && t <= 0.43633){
*   t1= 1.147152 * PTPER;
*   t2 = 0.845236 * PTPER;
*   t3 = 0.003805 * PTPER;
*
* }
*
* // Cuando el vector se encuentra en el espacio 4/6 de cada sector
* if ( t > 0.43633 && t <= 0.6108652){
180
*   t1= 0.845236 * PTPER;
*   t2 = 1.147152 * PTPER;
*   t3 = 0.003805* PTPER;
*
* }
*
* // Cuando el vector se encuentra en el espacio 5/6 de cada sector
* if ( t > 0.6108652 && t <= 0.785398){
*   t1= 0.517638 * PTPER;
*   t2 = 1.414214 * PTPER;
*   t3 = 0.034074 * PTPER;
*
* }
*
* // Cuando el vector se encuentra en el espacio 6/6 de cada sector
190
* if ( t > 0.785398 ){
*   t1= 0.174312 * PTPER;
*   t2 = 1.638304 * PTPER;
*   t3 = 0.093692 * PTPER;
*
* }
*
* return;
*
* }

```


Anexo 6: CÁLCULO PARA LA RED SNUBBER

Para el cálculo del capacitor snubber es necesario conocer las inductancias parásitas que se generan en el cobre. L_s es la inductancia del conductor que alimenta el bus DC, el cual es un conductor de 5mm de diametro con longitud de 22 cm, estos datos permiten hallar la inductancia del conductor a traves del desarrollo de las ecuaciones de Maxwell – Gauss, dicho calculo se realiza en el programa en linea de EEWeb.com, el cual utiliza la siguiente ecuación.

Figura 2. Programa para calculo de inductor



The diagram shows a yellow cylindrical wire. A dimension line at the top left indicates the diameter 'd'. A dimension line at the bottom indicates the length 'l'.

INPUTS			
Diameter of Wire	d	<input type="text" value="5"/>	mm ▾
Length of Wire	l	<input type="text" value="22"/>	cm ▾

OUTPUTS	
Wire Self Inductance: 195 nH	

Elaborado por: Miguel Aguilar & Felipe Ananganó

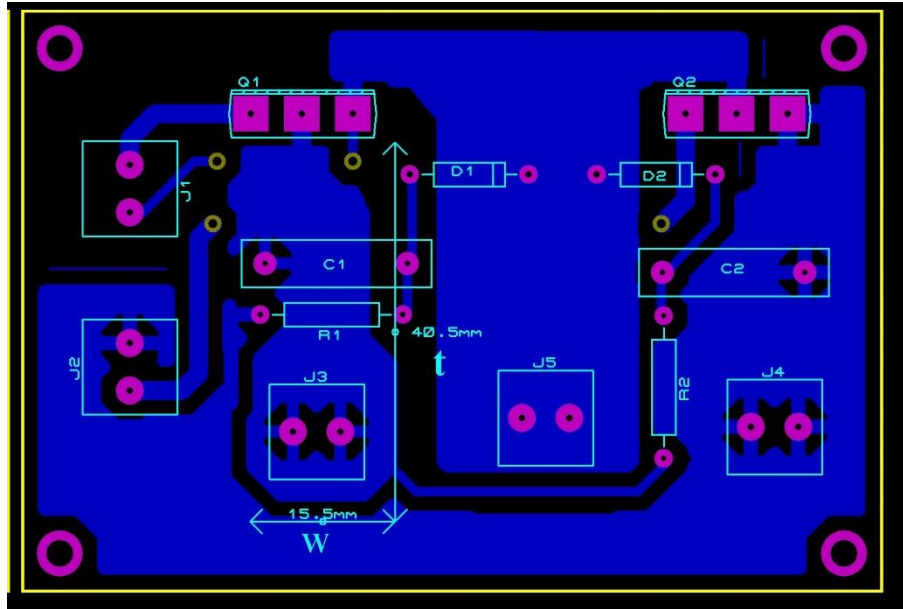
$$L_s = 2l \left(\ln \left(\left(\frac{2l}{d} \right) \left(1 + \sqrt{1 + \left(\frac{d}{2l} \right)^2} \right) \right) - \sqrt{1 + \left(\frac{d}{2l} \right)^2} + \frac{\mu}{4} + \left(\frac{d}{2l} \right) \right)$$

La inductancia L_s encontrada es de 195 nH.

Para el cálculo de V_p es necesario conocer el voltaje de juntura del diodo FR107, el cual es de 1.3V y además es necesario conocer la inductancia parasita L_d , la cual es la

inductancia generada por el cobre de la pista de la bornera J3 que se muestra en la Figura 2 y en el esquema de la Figura 3.12.

Figura 3. Circuito Impreso de IGBTs con Snubber



Elaborado por: Miguel Aguilar & Felipe Ananganó

$$L_d = 2 \times 10^{-3} l \left(\ln \left(\frac{2l}{w+t} \right) + 0.5 + 0.2235 \left(\frac{w+t}{l} \right) \right)$$

En base a la Figura 2, $w = 15.5\text{mm}$ y $l = 45.5\text{mm}$. Para aplicar la fórmula en la ecuación presentada anteriormente es necesario conocer que t es el espesor en cm (cobre PCB @ 1 oz / ft² = 0.035mm).

Obteniendo $L_d = 2.4 \text{ nH}$

Una vez obtenidos L_d y L_s se necesita conocer la di/dt propia del IGBT, la cual es especificada en su respectiva ficha técnica con un valor de 1570 [A/us].

Se aplica la siguiente ecuación:

$$V_p = V_{dc} + V_{fr} + L_d \times \frac{di}{dt}$$

$$V_p = 300 + 1.3 + 2.4 \times 10^{-9} \times 1570$$

$$V_p = 301.3 \text{ V}$$

Se aplica la siguiente ecuación para el cálculo del capacitor snubber

$$C_{sn} = \frac{L_s \times I_o^2}{(V_p - V_{dc})^2}$$

$$C_{sn} = \frac{195 \times 10^{-9} \times 1.4^2}{(301.3 - 300)^2}$$

$$C_{sn} = 226 \text{ nF}$$

El valor comercial más cercano de dicha capacitancia es de 220nF/400V, además, es recomendable que el capacitor sea de alta frecuencia y de una baja resistencia serie equivalente (ESR), por lo que se optó por utilizar un capacitor de poliéster.

El valor de la resistencia *snubber* y su potencia se calculan según las siguientes ecuaciones.

$$R_{sn} \leq \frac{1}{2.3 \times C_{sn} \times f}$$

$$R_{sn} \leq \frac{1}{2.3 \times 220 \times 10^{-9} \times 20 \times 10^3}$$

$$R_{sn} \leq 99 \Omega$$

$$P_{R_{sn}} = \frac{L_s \times I_o^2 \times f}{2}$$

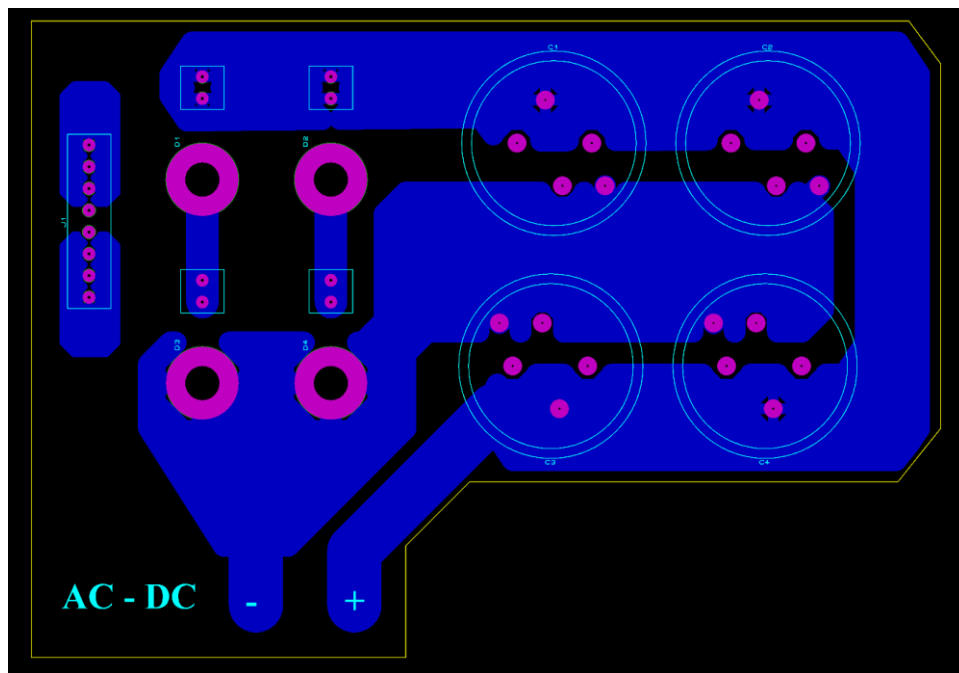
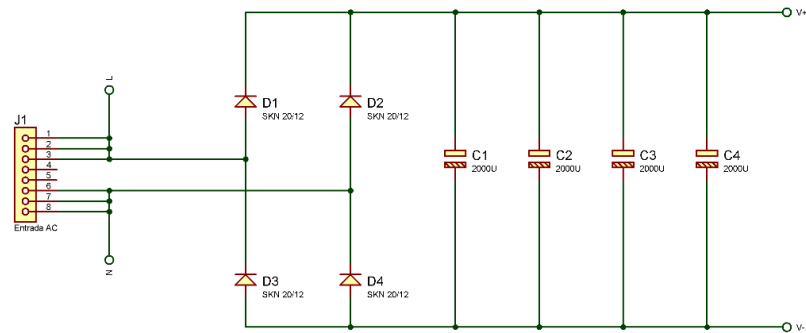
$$P_{R_{sn}} = \frac{195 \times 10^{-9} \times 1.4^2 \times 20 \times 10^3}{2}$$

$$P_{R_{sn}} = 0.003822 \text{ W}$$

Se opta por utilizar una resistencia de 100Ω/2W, debido a que al no hallar un capacitor *snubber* con baja ESR se pueden introducir transitorios que superen la potencia calculada.

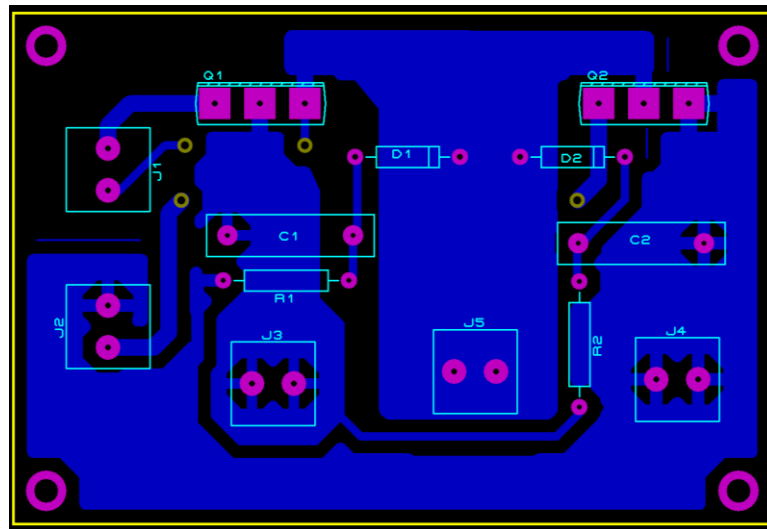
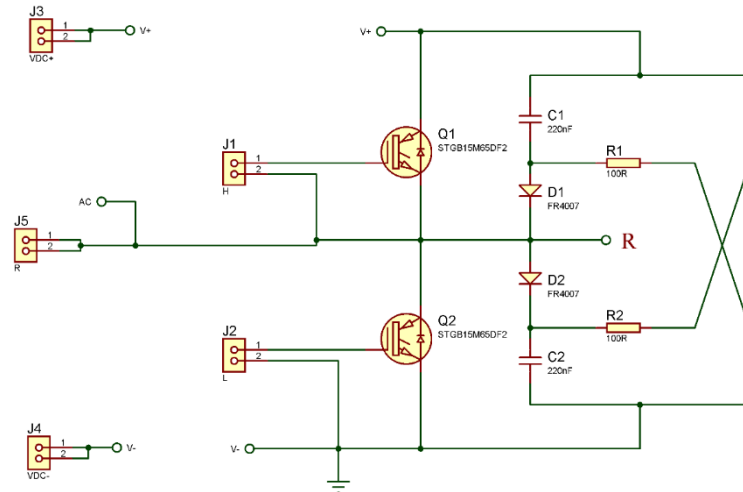
Anexo 7: CIRCUITOS ESQUEMÁTICOS Y SUS RESPECTIVOS PCBs

- Circuito Convertidor AC – DC



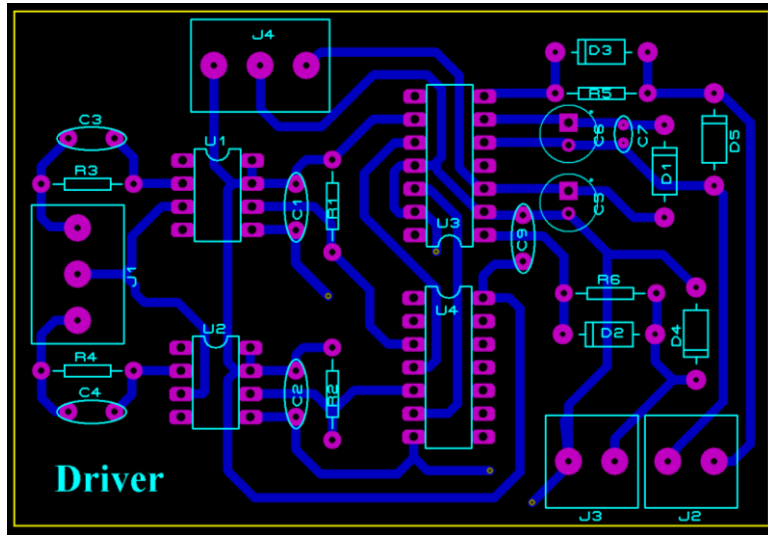
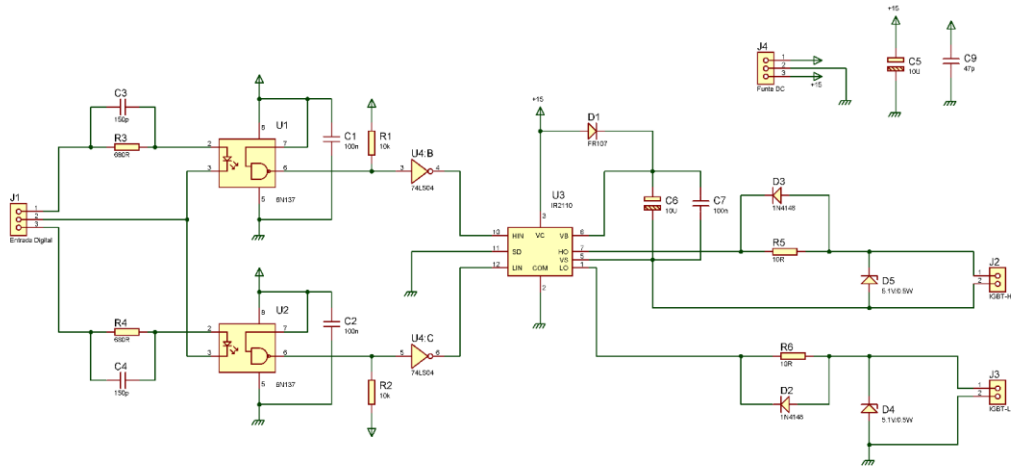
Elaborado por: Miguel Aguilar & Felipe Ananganó

- Circuito Inversor (Fase R, S, T son independientes, ocupan el mismo esquema y PCB)



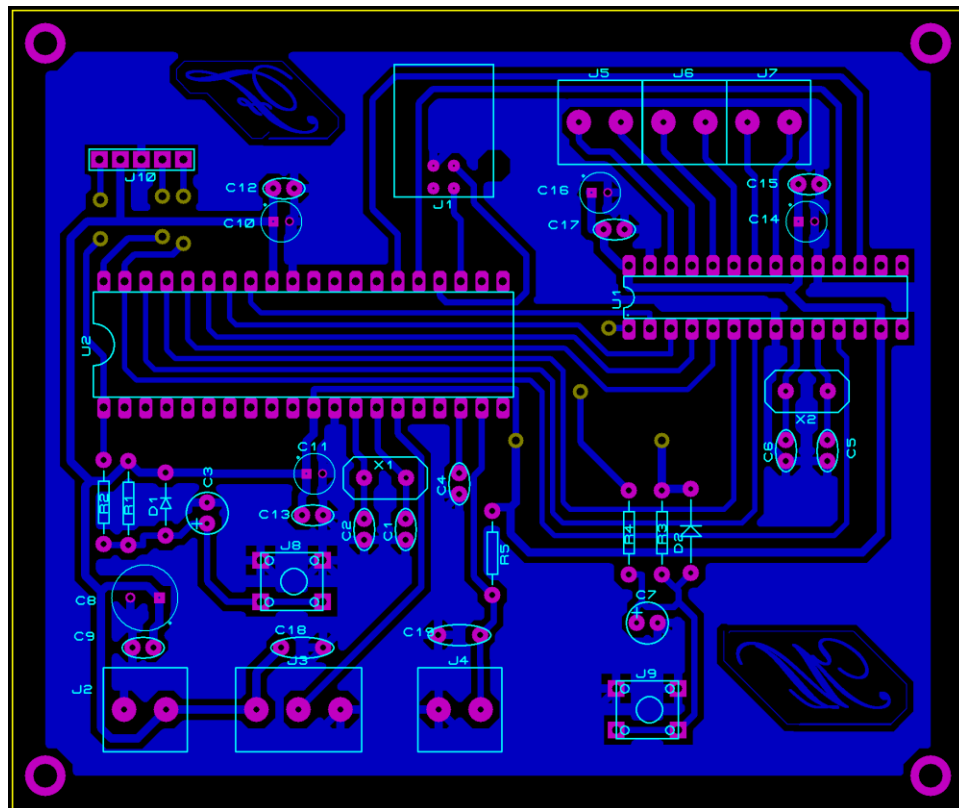
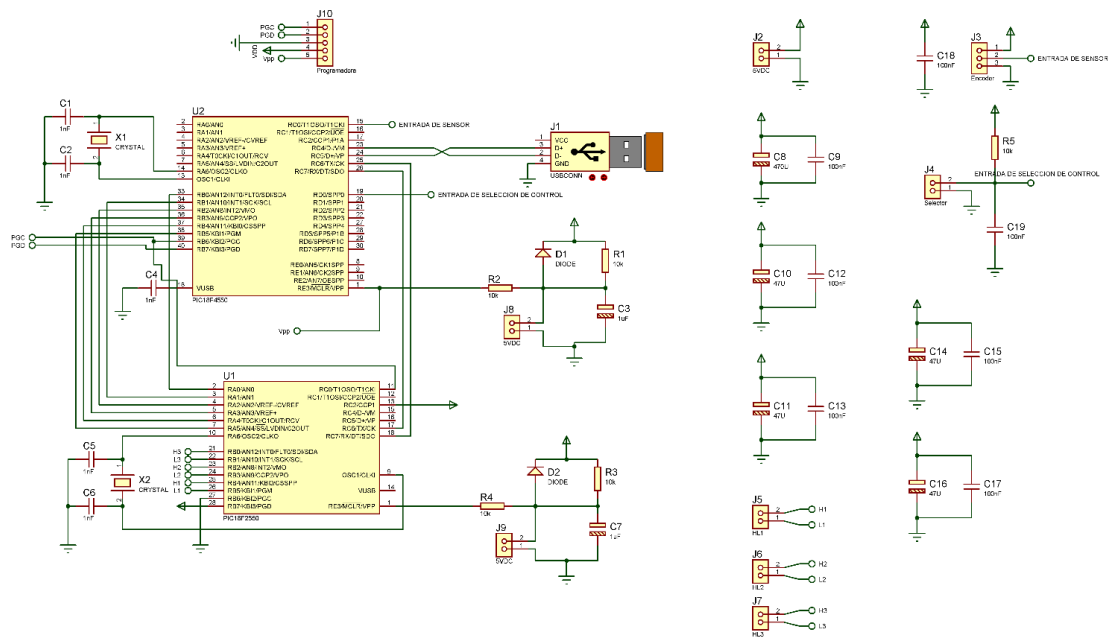
Elaborado por: Miguel Aguilar & Felipe Ananganó

- Circuito de Excitación



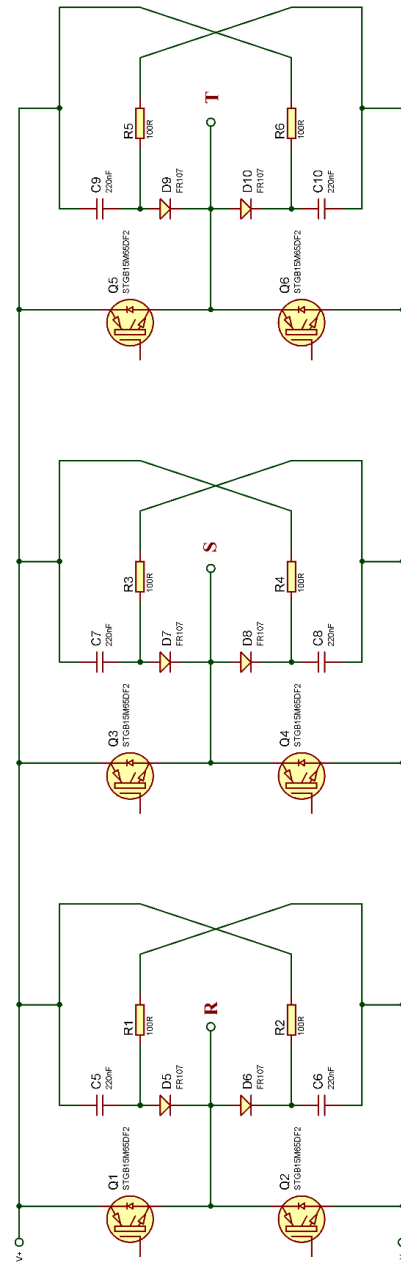
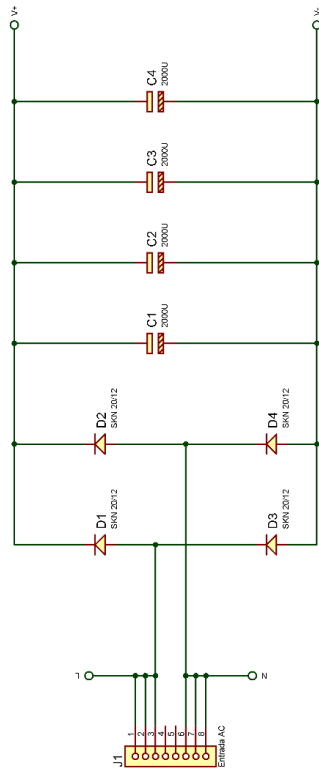
Elaborado por: Miguel Aguilar & Felipe Ananganó

- Circuito de Control



Elaborado por: Miguel Aguilar & Felipe Ananganó

- Circuito de Potencia Completo



Elaborado por: Miguel Aguilar & Felipe Ananganó